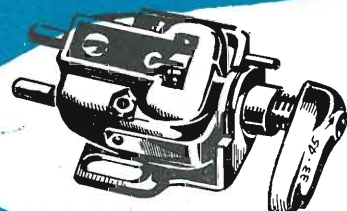
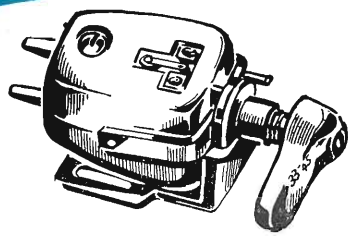
CARTUCCE A RILUTTANZA VARIABILE

Goldring

THE GOLDRING MFG. CO.
(GREAT BRITAIN) LTD.

CARATT. TECNICHE	Mod. n° 500	Mod. n° 600
Punta zaffiro p. 78 giri (verde)	0,0025 poll. rad.	0,0025 poll. rad.
Punta zaffiro a diam.° p. micros.° (rossa)	0,00 poll. rad.	0,00 poll. rad.
Pressione normale	7 grammi	7 grammi
Massa effett. alla punta	3.5 mmgr.	2 mmgr.
Uscita media	3/2 mV p. cm/sec.	3/2 mV p. cm/sec.
Resistenza alla c.c.	1 Kohm	1 Kohm
Impedenza	3800 Ohm	5400 Ohm
Risposta	sostanzialmente lineare fra 20 e 20.000 Hz.	lineare tra 20 e 21.000 Hz. ±.2 dB

IL PARERE DI ESPERTI DI RINOMANZA MONDIALE:

HILARY DUNN su "RECORD REVIEW" scrive sulla cartuccia n° 500:
"LA MIGLIORE CARTUCCIA SUL MERCATO A PREZZO ACCESSIBILE.."
P. WILSON su "THE GRAMMOPHONE" definisce la cartuccia n° 600:
"UNO STRUMENTO DI PRECISIONE E SENSIBILITA' SCIENTIFICA... COME NESSUN ALTRO COSI VICINO ALLA PERFEZIONE..."

Mod. T.R.1. PER DISCHI FINO A 12"

BRACCI PROFESSIONALI

CARATTERISTICHE TECNICHE

- Costruiti sul principio del bilanciamento contrappeso, senza l'uso di molle, con tutti i movimenti montati su sfere, consentono una perfetta riproduzione anche con dischi eccentrici o contorti.
- La pressione della punta, indicata in grammi su scala calibrata, è regolabile rapidamente ed esattamente per mezzo di un peso scorrevole

Mod. T.R.2 PER DISCHI FINO A 16"

DIMENSIONI

	MOD. TR. 1	MOD. TR. 2
Lunghezza max del braccio	mm. 292	mm. 393.5
Lunghezza di fissaggio (dal perno del piatto girevole al centro del piedestallo)	mm. 222	mm. 317,5
Altezza max dal piano del motore	mm. 89	mm. 89
Lunghezza dal centro del piedestallo alla puntina	mm. 233	mm. 328,5
Elevazione angolare	gradi 19,5	gradi 16,5
Arco di spostamento lineare	mm. 82.5	mm. 96,5

ACCESSORI

MOD. STB. 1
BILANC. CALIB. PER PICK-UP

MOD. CP. 3
SPAZZOLINO PER DISCHI E PUNTINE

DISTRIBUTORI ESCLUSIVI PER L'ITALIA:

PASINI & ROSSI - GENOVA
VIA SS. GIACOMO E FILIPPO, 31 - TEL. 83465 - TELEG. PASIROSSI
MILANO : VIA ANTONIO DA RECANATE, 4 TEL. 278855

NOVITA'

GINO NICOLAO

La TECNICA dell'ALTA FEDELTA'

L'evoluzione della tecnica di riproduzione musicale, con la nascita dei dischi microsolco e delle incisioni speciali d'alta qualità, ha portato il gusto del pubblico a non accontentarsi più della comune voce « radiofonica », ma ad esigere esecuzioni di classe, il più possibile realistiche ed efficaci. E' nata così una tecnica speciale nella Bassa Frequenza, definita « Alta Fedeltà » - Hi Fi. Questo volume è dedicato al tecnico ed all'amatore, che desidera conoscere quanto è necessario per affrontare tecnicamente il campo nuovo della riproduzione ad elevata qualità musicale. La tecnica della registrazione, dal microfono al disco Hi Fi, e quella della riproduzione, dal pick up ai circuiti equalizzatori, preamplificatori, amplificatori di potenza, ed infine la diffusione con sistemi multipli d'altoparlanti; per effetti « 3D » e stereofonici, è trattata ampiamente, con abbondanza di schemi e dati pratici, non disgiunti dalle necessarie trattazioni teoriche. Un panorama di schemi dei più importanti apparecchi Hi Fi del mondo, l'analisi delle due correnti, Americana e Germanica, lo studio dei circuiti dovuti ai più grandi nomi della tecnica di BF, Williamson, Leack, e molti altri, fanno inoltre del libro un manuale assai comodo per il tecnico più evoluto ed il radioriparatore. In esso sono riportati inoltre nuovissimi schemi a transistori, e le caratteristiche — in appendice — delle più diffuse valvole per Hi Fi.

Volume di pagg.
VIII - 344 - formato
15,5 x 21,5
con 226 illustrazioni
copertina a colori

L. 3.300

N. CALLEGARI

Radiotecnica per il laboratorio

Questa opera, che esce nella sua seconda edizione, riveduta ed ampliata, è fra le fondamentali della letteratura radiotecnica italiana.

La materia in essa trattata è sempre attuale in quantochè riguarda le nozioni teoriche e pratiche relative al funzionamento ed alla realizzazione degli organi essenziali dei circuiti radioelettrici.

La modulazione di frequenza, la televisione e le molteplici applicazioni moderne della radiotecnica, non appaiono necessariamente in questo volume, ma in esso troviamo tutti gli elementi utili alla progettazione ed al calcolo delle parti per esse essenziali.

Caratteristica precipua dell'opera è la costante connessione logica nella trattazione degli argomenti, sia nel loro aspetto teorico che in quello pratico, che le conferisce un notevole valore propedeutico.

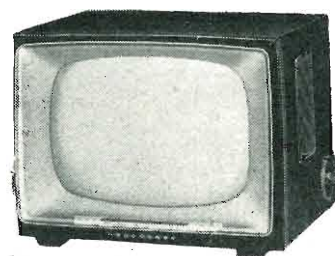
Lo sviluppo dell'indirizzo pratico, i numerosi abaci e nomogrammi, la completezza delle formule, fanno di questo volume un prezioso alleato del radiotecnico progettista a cui esso è dedicato.

Volume di pagg.
VIII - 368 formato
15,5 x 21,5
con 198 illustrazioni
e 21 abaci
copertina a colori

L. 3.000

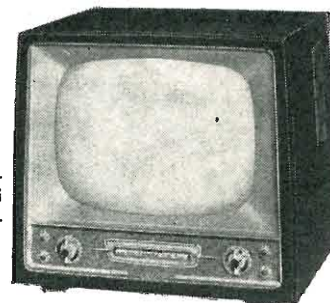
Editrice
IL ROSTRO - Milano

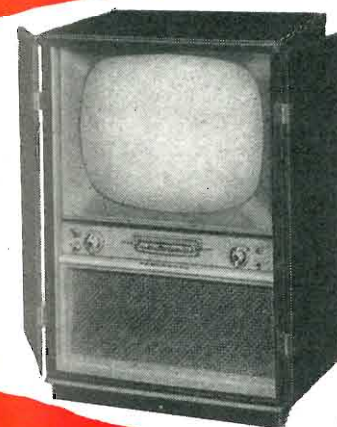
NORDMENDE

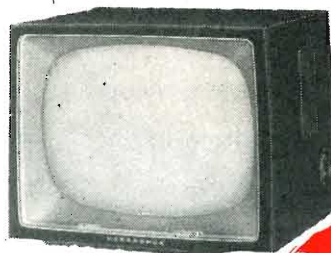
I televisori NORDMENDE sono appdella più alta classe internazionale, diffusi in tutto il mondo. Sono tutti pri cascode a griglia dorata, di chiarificatore o di registro d' immagine e per il comando a distanza triplo; quasi tutti i modelli sono dotati dell'unità NORDMENDE, il sintonizzatore a «prisma magico» che dà l'immaginfetta.

NORDMENDE *Panorama*

Televisore 17" maggiorato, focalizzazione elettrostatica, grande altoparlante, per tutti.

NORDMENDE *Immensee*

Televisore 17" maggiorato, con radio e cambiadischi, 3 altoparlanti, prisma magico, consolle di lusso di gran classe.

NORDMENDE *Diplomat*

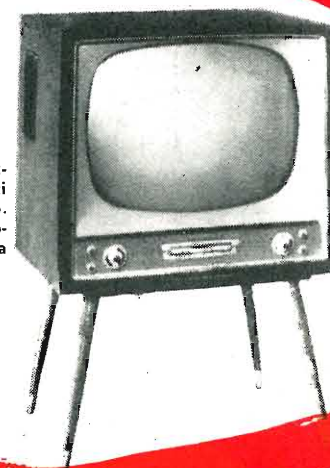
Televisore 17" maggiorato, focalizzazione elettrostatica, 2 altoparlanti tipo di lusso, per l'amatore esigente.

NORDMENDE *Souverän*

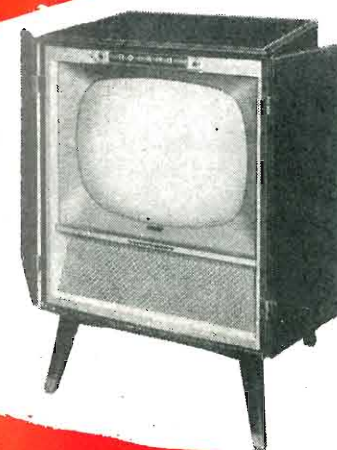
Televisore 21" maggiorato, focalizzazione elettrostatica, 2 altoparlanti, prisma magico, consolle di lusso.

NORDMENDE *Favorit*

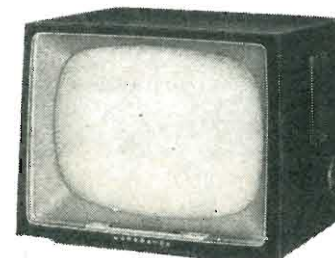
Televisore 21" maggiorato, focalizzazione elettrostatica, 1 grande altoparlante; al prezzo modesto unisce le qualità di un televisore di classe.

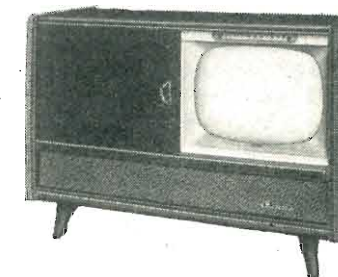
Produzione 1959

NORDMENDE *Exquisit*

Televisore 21" maggiorato, con radio e cambiadischi, 4 altoparlanti, sintonizzatore a prisma magico. Consolle di gran lusso per l'amatore più esigente. Riproduzione musicale super « alta fedeltà ».

NORDMENDE *Präsident*

Televisore 21" maggiorato, focalizzazione elettrostatica, 2 altoparlanti tipo di lusso per l'amatore raffinato. E' provvisto del nuovo sintonizzatore a prisma magico. A richiesta viene fornito con gambe.

NORDMENDE *Roland*

Televisore 21" maggiorato, focalizzazione elettrostatica, 2 altoparlanti, prisma magico, la consolle per tutti.

NORDMENDE *Konsul*

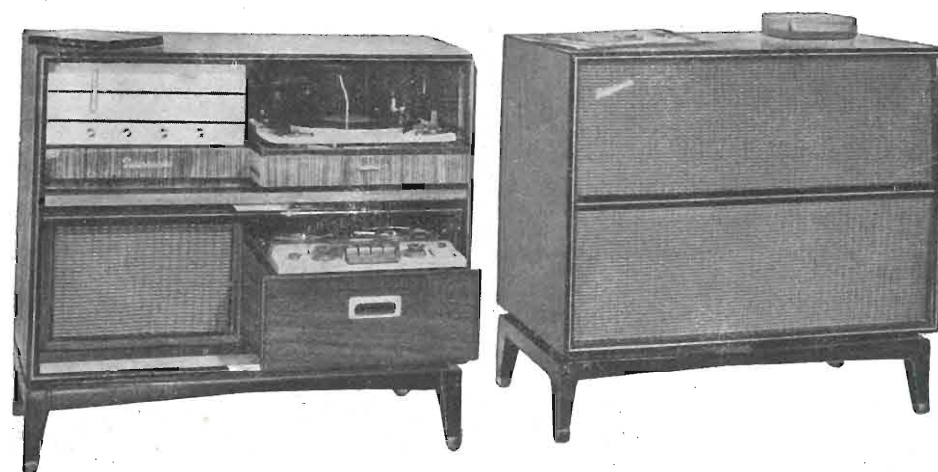
Televisore 21" maggiorato, focalizzazione elettrostatica, 2 altoparlanti, con sintonizzatore a prisma magico. Apparecchio di gran pregio.

NORDMENDE *Imperator*

Televisore 21" maggiorato, con radio e cambiadischi, 4 altoparlanti sintonizzatore a prisma magico; consolle d'alta qualità.

Concessionaria generasclusiva per l'Italia:

JAHR

Melody-Stereo
(Radiofonografo)

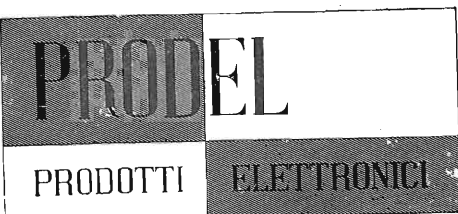
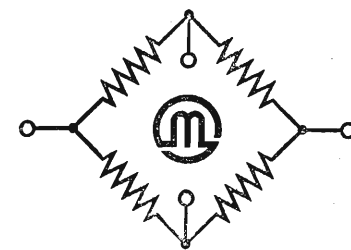
Riproduttore fonografico stereofonico ad alta fedeltà con sintonizzatore radio in Modulazione di Frequenza.

Festival-Stereo
(Radiofonografo)

I classici ed eleganti due mobili del nostro apparecchio FESTIVAL sono stati abilitati al « Festival Stereo » senza nulla perdere della grandiosa qualità di produzione.

PRODEL STEREOPHONIC
i nuovi modelli a suono stereofonico

La PRODEL, sempre all'avanguardia per ciò che riguarda la tecnica della riproduzione musicale, ha affrontato il problema della riproduzione stereofonica con criteri anticipatori e definitivi, realizzando una serie di modelli completamente nuovi i quali vanno ad integrare la nota serie di apparecchi « VERA ALTA FEDELTA' ».

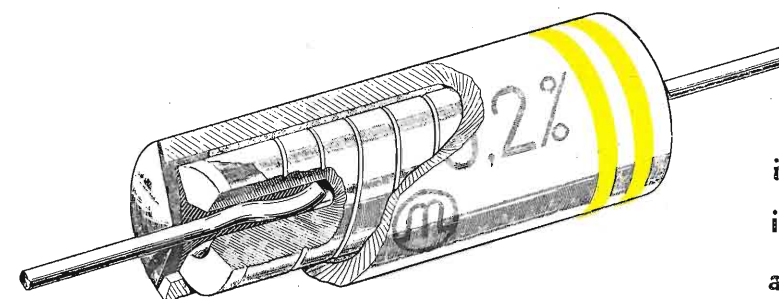
Serenatella-Stereo
(Fono)

Riproduttore fonografico stereo in mobile portatile dotabile di gambette.

PRODEL S.p.A. milano

ELETTRONICA

METAL LUX s. p. a. - MILANO

VIALE SARCA, 94 - TEL. 6424128 - 6424129 - 6427577

Il RESISTORE FISSO che accomuna alla precisione ed alla stabilità il più alto grado di sicurezza è il tipo

CASE-ORO

isolato
incapsulato
a tenuta ermetica

Tolleranze ottenibili: 5% 2% 1% 0,5%

CLASSIFICAZIONE	SIMBOLO	COEFFICIENTE DI TEMPERATURA ±	
tre linee oro	AW	≤ 0,0015 %/°C	≤ 15 ppm/°C
due linee oro	E	≤ 0,0025 %/°C	≤ 25 ppm/°C
una linea oro	F	≤ 0,0050 %/°C	≤ 50 ppm/°C

Principali caratteristiche elettriche:

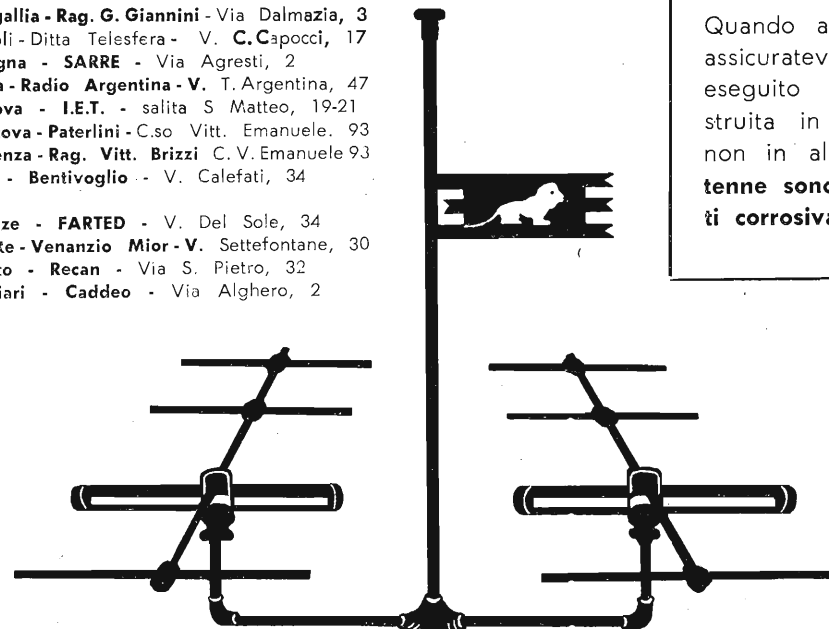
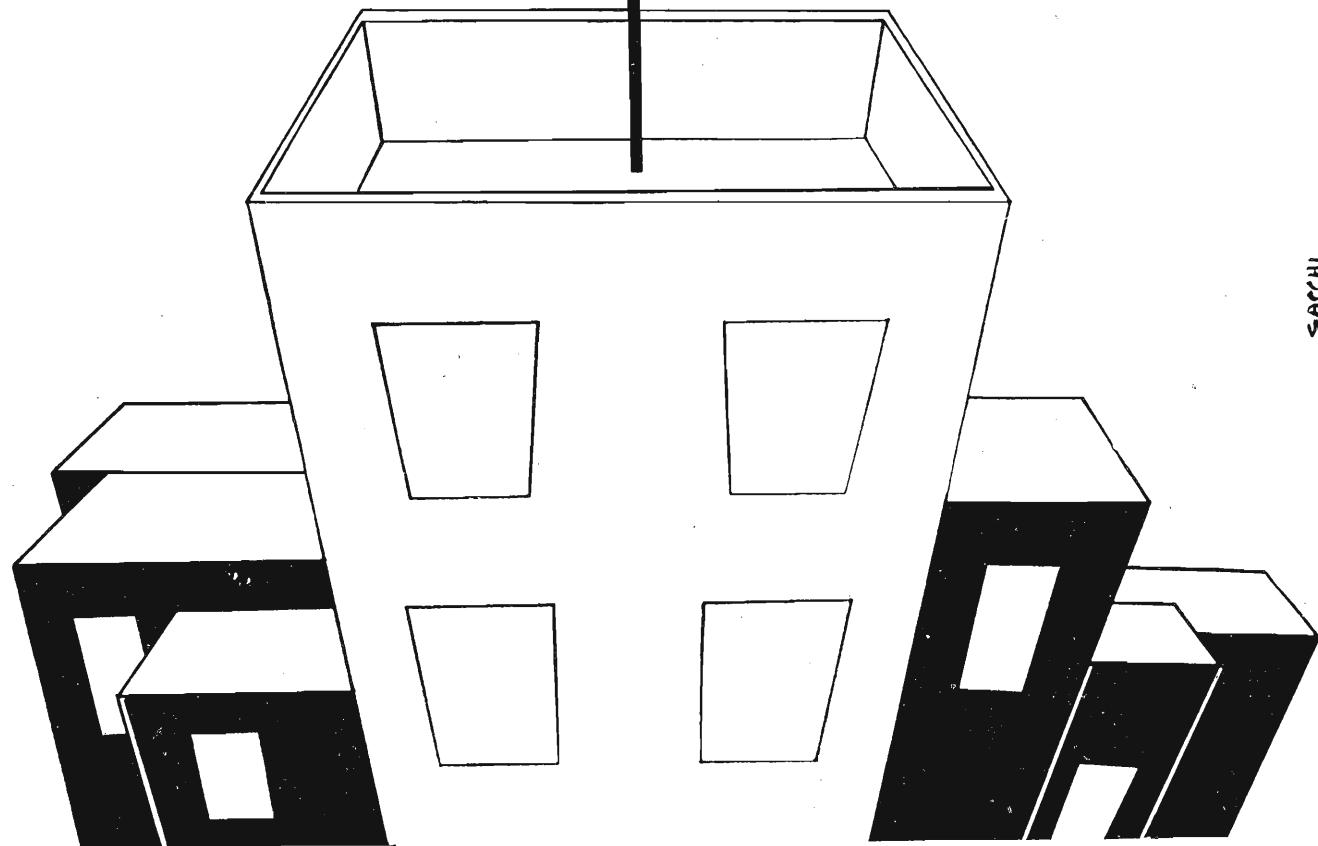
- Resistenza di isolamento: ≥ 10.000 MΩ
- Tensione di rottura dell'isolamento: ≥ 3000 Volt
- Variazioni medie riscontrate durante le prove di vita a 100 °C ambiente più il mass. carico consentito: ≤0,1%
- Variazioni medie riscontrate durante le prove tropicali secondo le norme **MIL-STD 202** metodo 106: ≤0,5%
- Variazioni medie riscontrate durante le prove cliniche di temperatura: ≤ 0,1%
- Coefficiente di tensione: ≤ 0,00002% Volt.
- Variazioni medie riscontrate durante le prove di sovraccarico: ≤ 0,05%
- Rumore di fondo paragonabile ad un conduttore metallico lineare.

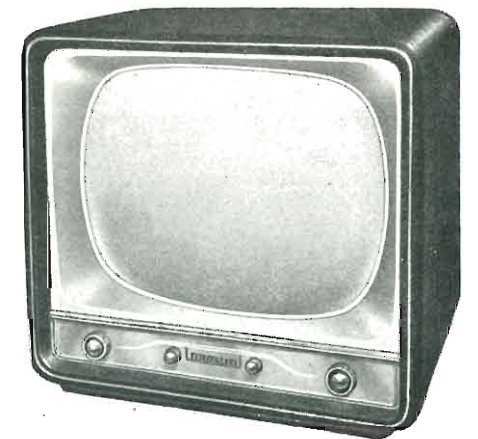
LIONELLO NAPOLI - MILANO

UFFICI VIALE UMBRIA, 80 TELEFONO 573.049 -OFFICINA - VIA BOVISASCA, 195 - 75 TELEFONO 970.303

RAPPRESENTANTI E NEGOZI AUTORIZZATI:

Abruzzi Marche Molise	**Senigallia - Rag. G. Giannini** - Via Dalmazia, 3
Campania - Calabria	Napoli - Ditta Telesfera - V. **C. Capocci, 17**
Emilia (P. di Rovigo)	**Bologna - SARRE** - Via Agresti, 2
Lazio e (Prov. Terni)	**Roma - Radio Argentina - V.** T. Argentina, 47
Liguria	**Genova - I.E.T.** - salita S Matteo, 19-21
Mantova (Prov.)	**Mantova - Paterlini** - C.so Vitt. Emanuele. 93
Piacenza (Provincia)	**Piacenza - Rag. Vitt. Brizzi** C. V. Emanuele 93
Puglie Lucania	**Bari - Bentivoglio** - V. Calefati, 34
Toscana Umbria (Prov. Perugia)	**Firenze - FARTED** - V. Del Sole, 34
Trieste	**Trieste - Venanzio Mior - V.** Settefontane, 30
Trento Bolzano	**Trento - Recan** - Via S. Pietro, 32
Sardegna	**Cagliari - Caddeo** - Via Alghero, 2

Quando acquistate un televisore assicuratevi che l'impianto sia eseguito con una antenna costruita in lega anti corrosiva e non in alluminio. **Le nostre antenne sono garantite in lega anti corrosiva.**

TUTTI GLI ACCESSORI
PER IMPIANTI TV

SACCHI

3/59

E' un Telefunken ...

fedeltà d'immagine

fedeltà di suono

Gli apparecchi televisivi Telefunken sono garantiti da una Casa di fama mondiale.
Schermo alluminato ad alta definizione di immagine - valvola speciale di sensibilità PCC 88 che consente una perfetta ricezione anche in zone marginali dove il segnale giunge particolarmente debole.

Comando a distanza che permette la regolazione del televisore dal posto di osservazione.

TTV 8/17"
TTV 8/21"
TTV 8/24"

TELE FUN KEN

Radiotelevisione

TELEFUNKEN

la marca mondiale

Condor

Automati

l'autoradio a transistor che

cerca

sceglie

sintonizza

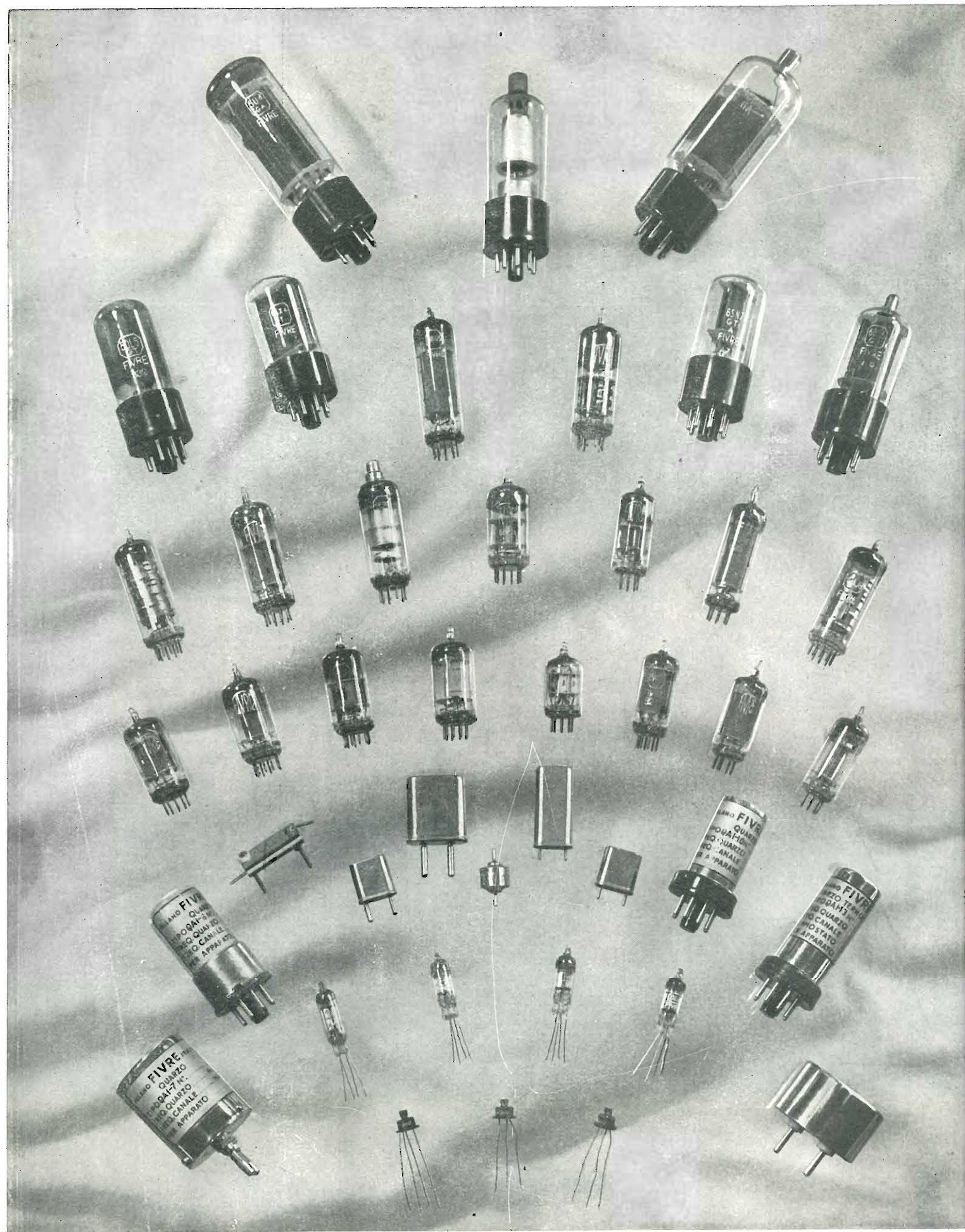
le stazioni radio da solo

4 transistors
4 valvole
2 diodi

modelli per tutti i tipi di vett italiane

DOTT. ING. G. GALLO S. P. A. ELETTROMECCANICA Condor

MILANO
VIA U. BASSI, 23/A • TEL. 600.628 - 694

UNDA RADIO
S.p.A.
Via Mercalli 9 - Milano

Testers analizzatori capacimetri misuràtori d'uscita

NUOVI MODELLI BREVETTATI 630-B (Sensibilità 5.000 Ω x Volt) **e Mod. 680-B** (Sensibilità 20.000 Ω x Volt) **CON FREQUENZIMETRO!!**

Essi sono strumenti completi, veramente professionali, costruiti dopo innumerevoli prove di laboratorio da una grande industria. Per le loro molteplici caratteristiche, sia tecniche che costruttive essi sono stati brevettati sia in tutti i particolari dello schema elettrico come nella costruzione meccanica e vengono ceduti a scopo di propaganda ad un prezzo in concorrenza con qualsiasi altro strumento dell'attuale produzione sia nazionale che estera!

IL MODELLO 630-B presenta i seguenti requisiti:

- Altissime sensibilità sia in C. C. che in C. A. (5.000 OhmsxVolt)
- **30 portate differenti!**
- **ASSENZA DI COMMUTATORI** sia rotanti che a leva!!! Sicurezza di precisione nelle letture ed eliminazione di guasti dovuti a contatti imperfetti!
- **FREQUENZIMETRO a 3 portate** = 0/50; 0/500; 0/5000 Hz.
- **CAPACIMETRO CON DOPPIA PORTATA** e scala tarata direttamente in pF. Con letture dirette da 50 pF fino a 500.000 pF. Possibilità di prova anche dei condensatori di livellamento sia a carta che elettrolitici (da 1 a 100 μF).
- **MISURATORE D'USCITA** tarato sia in Volt come in dB con scala tracciata secondo il moderno standard internazionale: 0 db = 1 mW su 600 Ohms di impedenza costante.
- **MISURE D'INTENSITÀ** in 5 portate da 500 microampères fondo scala fino a 5 ampères.
- **MISURE DI TENSIONE SIA IN C.C. CHE IN C A.** con possibilità di letture da 0,1 volt a 1000 volts in 5 portate differenti.
- **OHMMETRO A 5 PORTATE** (x 1 x 10 x 100 x 1000 x 10.000) per misure di basse, medie ed altissime resistenze (minimo 1 Ohm - MASSIMO 100 **"cento,, mègaohms!!-**).
- **Strumento anti urto** con sospensioni elastiche e con ampia scala (mm. 90 x 80) di facile lettura.
- Dimensioni mm. 96 x 140: **Spessore massimo so i 38 mm.** Ultrapiatto!!! Perfettamente tascabile - Peso grammi 500.

IL MODELLO 630 B è identico al precedente ma **ha la sensibilità in C.C. di 20.000 Ohms per Volt.** il numero delle portate è ridotto a 28; comprende però una portata diretta di 50 μA fondo scala.

PREZZO propagandistico per radioriparatori e rivenditori:

Tester modello 630-B L. 8.860!!!

Tester modello 680-B L. 10.850!!!

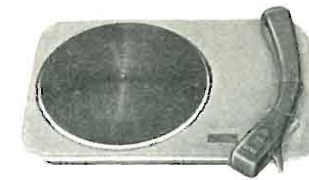
Gli strumenti vengono forniti completi di puntali, manuale di istruzione e pila interna da 3 Volts franco ns. stabilimento. *A richiesta astuccio in vinilpelle* L. 480.

NUOVA SERIE BREVETTATA CON FREQUENZIMETRO!!

I.C.E. INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE
MILANO - Via Rutilia, 19/18 - Telef. 531.554-5-6

LESA

presenta
nella gamma delle sue produzioni
la

FONOGRAFIA STEREOFONICA

Equipaggio Mod. 4V2/TE
L. 21.000

Equipaggio Mod. FED1/CE
L. 36.000

Cambiadischi automatico
CADIS CD2/TE L. 34.500

LESAVOX Mod. 95/B
L. 24.000

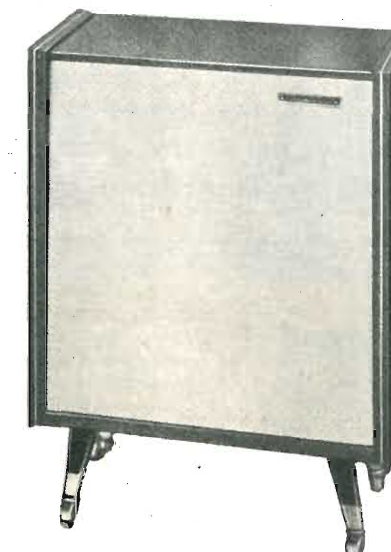
LESAVOX Mod. 98/B
L. 23.500

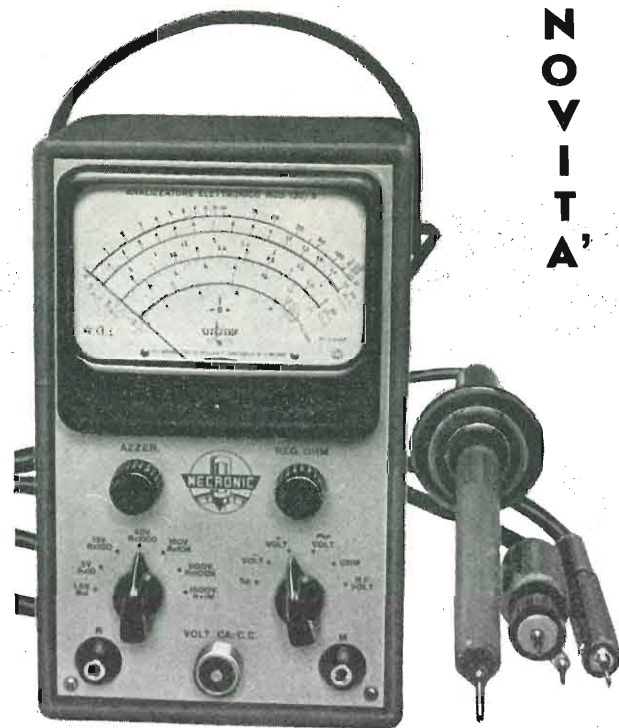
LESAVOX Mod. 99/A
L. 36.000

LESAPHON Mod. 58/A
«SMERALDO EXTRA»
L. 84.000

Apparecchiatura complementare per riproduzione stereofonica
Mod. LECOSTEREO/2 L. 51.000

LESAPHON
Mod. 71/A
L. 89.000

LESAPHON Mod. 76

Prezzo complessivo dell'intera apparecchiatura (escluso supporto per testata) L. 185.000

LESA S.p.A, via bergamo 21 - milano (italy) - tel. 554.041/2/3/4/5 - 554.341/2/3/4/5 catalogo gratuito a richiesta

N O V I T A'

ANALIZZATORE ELETTRONICO
mod. 131/S

Caratteristiche

Voltometro per tensione continua

Portate: 0÷1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 500 - 1500 Volt
Resistenza di ingresso: 11 MOhm
Precisione: 3% del valore f.s.

Voltometro per tensione alternata

Valore efficace:
0÷1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 500 - 1500 Volt
Valore fra picco e picco:
0 - 4 - 14 - 42 - 140 - 420 - 1400 - 4200 Volt
Impedenza d'ingresso:
circa 1 MOhm con 60 pF derivati
Precisione: 5% del valore f.s.
Risposta di frequenza: (dipendente dall'impedenza del generatore) max 3 MHz

Ohmmetro

In 7 portate: 0,1 Ohm ÷ 1.000 MOhm

Accessori

Testina per R.F. mod. 104/S (con tubo elettronico)
Sonda per A.T. mod. 103/S

MECRONIC
FABBRICA ITALIANA APPARECCHI ELETTRONICI DI MISURA E CONTROLLO
MILANO - Via MOISÈ LORIA 24 - Tel. 442.541

PREZZO DI LISTINO L. 51.000

---

attenzione!

Si invitano i sigg. clienti a richiedere il nuovo listino N. 58 dove troveranno prezzi eccezionali per apparecchi AM-FM, a transistor, e **Televisori al prezzo di un ricevitore radio.**

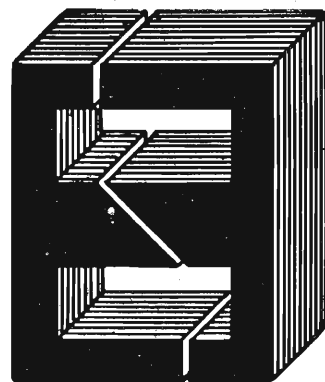
Spett. Ditta (A)
STOCK-RADIO
Via Panfilo Castaldi, 20
MILANO

Prego inviarmi listino N. 58 e catalogo illustrato.

Cognome.............................. Nome..........................

Via.................................. n. ..... Città.................

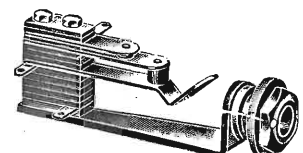
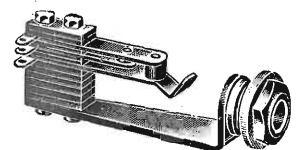
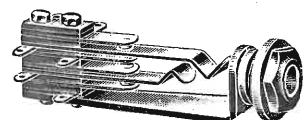
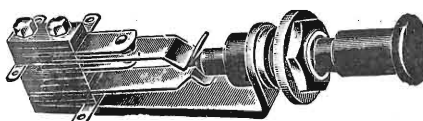
TASSINARI UGO

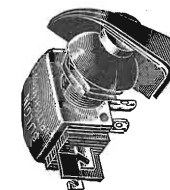
VIA PRIVATA ORISTANO, 9 - TELEFONO 280.647
MILANO (Gorla)

LAMELLE PER TRASFORMATORI RADIO E INDUSTRIALI - FASCE CALOTTE - TUTTI I LAVORI DI TRANCIATURA IN GENERE

TARATI IN LABORATORIO - **BULGIN** - PRODOTTI DI QUALITÀ

THE CHOICE OF CRITICS
MADE IN ENGLAND

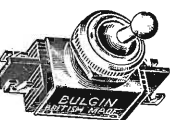
J11
Jack da pannello per applicazioni telefoniche. Una lamella isolata e un contatto di massa. Lamelle e contatti argentati.

J12
Jack da pannello di uso universale. Un contatto di riposo più massa. Parti metalliche fortemente nichelate. Contatti in argento.

J17
Jack da pannello con un contatto di lavoro più una lamella isolata a massa. Da impiegare su centralini telefonici con commutazioni normali.

J18
Jack da pannello comprendente un contatto di massa e uno di lavoro. Lamelle in lega argento-nichel di grande elasticità. Contatti argentati.

J21
Jack da pannello comprendente un contatto di massa; uno di scambio e uno di riposo. Lamelle e contatti come J18.

S410/420
Interruttore a pulsante. Può essere fornito con chiusura del circuito permanente o a ritorno automatico comandato da apposita molla.

S253
Interruttore semirotativo bipolare a scatto rapido per pannelli dello spessore max. di 57 mm. Contatti argentati - per tensioni da 6 ÷ 250 V.

S357
Interruttore bipolare comandato a pulsante. Contatti a piastrine fortemente argentati. Corsa del pistone mm. 3,5. Tensione da 6 ÷ 250 V.

S328
Commutatore bipolare a scatto rapido per tensioni 6 ÷ 250 V. Collaudato per punte di tensione fino a 750 V. Contatti argentati.

S365
Interruttore unipolare a pulsante. Idoneo per tensioni d'esercizio fino a 250 V. Parti metalliche esterne nichelate, pulsante in bachelite.

S368
Interruttore bipolare a scatto rapido di uso universale, da montare su pannello dello spessore max. di mm. 5. Carico max. 3 Amp. a 250 V.

S319
Interruttore unipolare a chiave. Scatto rapido, contatti fortemente argentati. Tensioni d'esercizio 6 ÷ 250 V.

S600 P. D.
Interruttore unipolare a scatto rapido. Parti esterne fortemente nichelate. Parti interne argentate. Tensioni di esercizio 6 ÷ 250 V.

S400
Interruttore unipolare a scatto rapido a boccola lunga, da impiegare su pannelli di forte spessore, fino alla misura massima di 20 mm. Tensioni di esercizio fino a 250 V.

RICHIEDETE IL LISTINO ILLUSTRATO CON DATI TECNICI E PREZZI DELL'INTERA PRODUZIONE A

GIAN BRUTO CASTELFRANCHI - VIA PETRELLA, 6 MILANO

11

NOVEMBRE 1958

XXX ANNO DI PUBBLICAZIONE

Proprietà . . . . **EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.**
Gerente . . . . **Alfonso Giovene**

Consulente tecnico . . . **dott. ing. Alessandro Banfi**

Direttore responsabile **dott. ing. Leonardo Bramanti**

Direzione, Redazione, Amministr. e Uffici Pubblicitari
VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » e la sezione « **televisione** » si pubblicano mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 350**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3500 più 70** (2% imposta generale sull'entrata); estero **L. 5000 più 100.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Pag.

Editoriale

Circuiti

Tecnica applicata

Rubriche fisse

Il Romanzo del 110°

Le vicende che hanno portato alla presente affermazione sul mercato italiano dei televisori a 110° di deflessione hanno sinceramente del romanzesco.

Lanciato nella primavera del 1956 da una notissima organizzazione americana, il tubo catodico a 110° di deflessione, è stato dapprima accolto con diffidenza dai costruttori europei di televisori, che erano da poco passati dal vecchio tubo a 70°, a quello a 90° di deflessione. Per la verità, il nuovo tubo a 110°, non fu accolto con favore incondizionato nemmeno negli U.S.A., ove alcune Case costruttrici di tubi catodici, per controbattere il 110°, accorciarono il collo del tubo a 90° creando così il cosidetto « collo corto » che come profondità d'ingombro costituiva una via di mezzo fra il classico 90° ed il nuovo 110°.

La riluttanza all'adozione immediata da parte dei costruttori di televisori, del nuovo tubo a 110°, era principalmente dovuta al fatto che tale tubo esige l'impiego di componenti e circuiti di deflessione diversi da quelli in uso pei tubi a 90°.

Inoltre i circuiti di deflessione devono essere corretti e compensati in modo particolare per ottenere tale sufficiente grado di linearità geometrica, e la potenza erogata dello stadio finale deve essere quasi raddoppiata nei rispetti di quella richiesta dalla deflessione a 90°. Col tubo a 90° « collo corto » inoltre si potevano utilizzare senza altra modifica tutte le esistenti attrezzature, componenti, circuiti, ecc. riuscendo ad accorciare di circa 6 cm la profondità del mobile del televisore.

Per le ragioni tecniche anzidette, e per altre di natura organizzativa del ciclo di produzione dei televisori, il tubo a 110° incontrò in Europa un'accoglienza piuttosto fredda. Si assistè anzi ad una vera e propria levata di scudi delle industrie elettroniche associate di alcune nazioni, come la Francia e la Germania, che decisero di bandire, dalla propria produzione 1958-59, l'adozione dei nuovi tubi a 110°.

Per la verità, l'unico evidente vantaggio offerto dall'adozione del tubo a 110°, è un sensibile accorciamento della profondità del televisore, caratteristica questa non sempre apprezzata nè richiesta, e facilmente ripagata con un peggioramento della qualità dell'immagine.

Sta però il fatto che l'industria americana, per evidenti motivi di rinnovamento del suo mercato TV, ha invece adottato in pieno la nuova formula del 110°, realizzando anzi, per opera di qualche nota grande Casa, delle soluzioni ancora più spinte, quale ad esempio, un ulteriore raccorciamento del già corto ed esile collo del tubo a 110°. E secondo queste ultime innovazioni si è giunti a realizzare recentemente dei televisori con profondità talmente ridotta da meravigliare gli stessi tecnici. Si possono oggi acquistare dei televisori portatili con schermo da 17 pollici, veramente degni dell'appellativo di « portatile » tanto esiguo è il loro ingombro anche in rapporto alle dimensioni dello schermo: qualcosa di simile ad una normale valigetta.

L'industria italiana, un po' incerta e tentennante circa l'adozione del nuovo tubo a 110° al suo primo apparire, si è però ora decisamente orientata verso il suo impiego totale, un po' per reciproca emulazione fra le varie case costruttrici ed un po' per quell'innato desiderio di novità e di avventura che ogni italiano porta nel suo intimo.

Naturalmente non è questa la via verso il televisore più economico, ma tant'è, anche nella sua povertà l'italiano non vuole rinunciare a nulla.

E qui termina il primo capitolo del romanzo del 110°: vedremo il seguito nei prossimi mesi.

A. Banfi

Attuali Orientamenti nella Tecnica Costruttiva dei Calcolatori Elettronici (*)

Breve rassegna dei principali circuiti o dispositivi che, appena realizzati o ancora in fase di sviluppo, tendono a diffondersi nei calcolatori elettronici per aumentarne le prestazioni e renderne sempre più sicuro il funzionamento.

dott. ing. Silvano Ambrosio e dott. ing. Giuseppe Reviglio

0. - GENERALITÀ.

Sono stati illustrati nei precedenti articoli di questa serie i principali elementi che al giorno d'oggi vengono impiegati nella realizzazione dei complessi da calcolo. Come si è visto, tranne che in qualche occasione (nuclei magnetici, particolari tipi di linee di ritardo, celle ferroelettriche), nella maggior parte dei casi ci siamo trovati di fronte ad apparecchiature abbastanza familiari ed a circuiti altrettanto semplici; i tubi sono in genere delle versioni « praemium » di tipi ben noti, i diodi sono su per giù gli stessi impiegati in radioapparati, strumenti ecc., i nastri magnetici hanno più o meno le stesse caratteristiche di quelli usati nei registratori, e così via.

Nell'eseguire i suoi primi passi, ovviamente l'industria dei calcolatori elettronici non poteva evitare di appoggiarsi alle basi solide e già ben collaudate su cui poggia l'industria della radio; col passare degli anni però anche i costruttori di calcolatori elettronici possono dire di essersi fatta una esperienza, e di questa incominciano a servirsi come trampolino di lancio verso realizzazioni « nuove ».

Il costruttore diventa esigente: per poter raggiungere velocità sempre più elevate, per ridurre le dimensioni dei suoi prodotti ed aumentare la compattezza della costruzione, per ottenere principalmente una sicurezza massima di funzionamento, gli elementi sinora impiegati non gli servono quasi più, o lo costringono a ricercare soluzioni complicate, e quindi di funzionamento più delicato.

Esamineremo pertanto in quest'ultimo articolo le realizzazioni nuove, che vanno dall'impiego particolarissimo di dispositivi già affermati in altri campi, allo sfruttamento di fenomeni sinora considerati roba da laboratorio (quale p. es. la superconduttività di alcuni metalli a temperature bassissime) e che, a volte, hanno sconfinato dal campo elettronico, per invaderne altri, all'elettronica apparentemente poco vicini.

Ai fini dell'impiego avuto (o che avranno) nei calcolatori, queste realizzazioni possono venir raggruppate in alcune categorie, per ognuna delle quali l'indirizzo ispiratore della ricerca si può dire sia stato unico.

Nel campo degli organi di *memoria* il fine ultimo è quello di ridurre costo e dimensioni della cella elementare per aumentare la capacità del calcolatore, e di accrescere la rapidità di consultazione, per ridurre al minimo i tempi morti, cioè non di calcolo.

Negli organi di *calcolo* si mira fondamentalmente ad ottenere componenti di lunga vita, che siano in grado di sopportare milioni e milioni di sollecitazioni impulsive senza subirne praticamente un deterioramento.

I nuovi organi di *ingresso* non si accontentano più di leggere fori o impulsi magnetici, ma aspirano a riconoscere direttamente i caratteri impressi sui documenti, e sinora intelligibili soltanto all'occhio umano.

Gli organi di *uscita* tendono invece non solo a divenire sempre più veloci e silenziosi, ma anche a poter produrre con pari facilità tabelle o diagrammi, grafici o elenchi, per poter accontentare tutti i clienti, dallo scienziato all'amministratore, dal tecnico allo statista. (Bibl. 1).

1. - DISPOSITIVI DI MEMORIA.

1.0. - Memorie a fili incrociati.

Uno degli ultimi ritrovati nel campo delle memorie magnetiche è il « Twistor », dispositivo sperimentato recentemente, pare con notevole successo, nei Laboratori della Bell Telephone (Bibl. 2).

Il concetto ispiratore è simile a quello ormai classico delle memorie a nuclei magnetici: determinare una magnetizzazione mediante l'invio di un impulso di corrente in due conduttori ortogonali. In questa realizzazione però i nuclei mancano del tutto; la memoria è costituita da una serie di fili di rame intessuti con una serie di fili magnetici perpendicolari a quelli di rame.

Un filo magnetico ha normalmente una direzione preferita di magnetizzazione coincidente con l'asse del filo stesso; nel Twistor i fili magnetici sono ritorti (da ciò il nome dato alla memoria), e la direzione preferita non ha più andamento rettilineo, ma elicoidale.

L'informazione è registrata sotto forma di magnetizzazione di un trattino elicoidale del filo; è da tener presente che lo stesso filo magnetico, essendo conduttore, costituisce di per sè uno dei due conduttori interessati a determinare la magnetizzazione.

Nel modello sperimentale di questo tipo di memoria si sono registrati fino a 10 caratteri per pollice; appaiono cioè evidenti non solo le esigue dimensioni della cella elementare, ma anche il suo ridottissimo costo di produzione, che si riduce soltanto alla realizzazione di un tessuto di fili incrociati, senza alcuna necessità di dovervi infilare elementi anulari.

Purtroppo su questo tipo di memoria, come pure intorno ad altri dispositivi descritti nel resto dell'articolo, non è possibile fornire molti dettagli, poichè si tratta il più delle volte di realizzazioni di tipo sperimentale, non ancora collaudate del tutto ed in fase di sviluppo, intorno alle quali viene mantenuta una ovvia riservatezza.

1.1. - Memorie a principio chimico.

L'impiego di principi elettrochimici nella realizzazione di un dispositivo di memoria è stato sinora tentato, perquanto si sappia, soltanto dalla National Cash Register. Il problema non è ancora stato risolto per intero poichè se, allo stato attuale degli studi, si è già riusciti a registrare dei dati in una memoria di tale genere, molte difficoltà sono ancora da superare per rendere possibile, in modo semplice ed economico, la lettura di un dato registrato.

La cella elementare di memoria è costituita, in questo caso, da una microscopica gocciolina di olio contenente dei pigmenti che, esposti a raggi luminosi di diverse frequenze o polarità, cambiano il loro colore. Le varie colorazioni assunte non sono permanenti, poichè possono venir alterate indefinitamente da consecutive commutazioni del raggio di luce incidente. Uno stato cromatico però si mantiene inalterato se non viene colpito da alcun raggio luminoso, o se viene colpito da un raggio di luce « neutra ».

Mediante un processo di incapsulamento già realizzato con successo dalla N.C.R. nella fabbricazione di altri prodotti (p. es. carta duplicatrice simile alla carta carbone), è possibile ottenere dei blocchi di memoria contenenti parecchie centinaia di migliaia di gocce in un centimetro quadrato. Mediante l'impiego di un sottilissimo pennello di luce è possibile registrare dei dati nella memoria, cioè attribuire un determinato colore alle goccioline che debbono registrare un « uno », lasciando incolori quelle che contengono uno « zero ».

L'informazione può venir letta, senza essere cancellata, da un raggio di luce neutra, oppure può venir cancellata, quando non serve più, da un raggio che ripristini lo stato originario incolore della cella, lasciandola pronta per una nuova registrazione.

Mentre è relativamente facile intuire come si possa produrre un determinato raggio di luce registratore a seconda dell'informazione che deve venir ricordata, non si conosce ancora come sia possibile sfruttare la lettura del contenuto della cella. Tuttavia i creatori di questo nuovo dispositivo nutrono grande fiducia nel loro ritrovato che, convenientemente messo a punto, consentirà di ridurre drasticamente le dimensioni ed il costo degli organi di memoria (Bibl. 3).

1.2. - Memorie a superconduttività.

La scoperta della superconduttività, dovuta al Kamerlingh Onnes nel 1911, rimase come moltissime altre inutilizzata ai fini pratici per parecchio tempo; prima di addentrarsi nell'esame dei dispositivi di memoria che sfruttano questo fenomeno gioverà richiamare i principi della conduzione alle bassissime temperature.

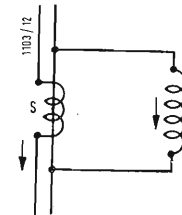



Fig. 1 - Configurazione di principio di un circuito per memoria a superconduttività.

Un materiale conduttore che a temperatura normale abbia una resistività ρ, a temperature molto basse (qualche grado Kelvin) annulla la sua resistività; la conduzione elettrica viene in queste circostanze chiamata *superconduzione*. Balza agli occhi immediatamente come si possa sfruttare detto fenomeno per far circolare una corrente in un circuito senza spesa, non avendosi alcuna resistenza attraverso la quale la corrente si possa dissipare. Ogni materiale poi è caratterizzato da una *temperatura di transizione* al di sopra della quale non può esistere superconduzione; inoltre lo stato superconduttivo di un filo può venir alterato (e riportato allo stato normale) mediante l'azione di un campo magnetico agente sul conduttore stesso.

Si immagini di avere un circuito chiuso comprendente una induttanza L e mantenuto a temperatura inferiore a quella di transizione (v. fig. 1).

Attorno ad una porzione di questo è avvolto un certo numero di spire S di controllo. Si supponga di far circolare corrente nelle spire S in maniera da forzare il circuito chiuso al normale comportamento resistivo, anzichè lasciarlo nella condizione di resistenza nulla che gli compete quando lo si tiene sotto la temperatura di transizione. Se, in queste condizioni, si applica una tensione dallo esterno ai capi dell'induttanza, al cessare dell'applicazione la corrente smette di circolare entro la spira chiusa. Se invece le spire di controllo S non generano alcun campo di corrente, anche staccando la tensione dai capi di L la corrente determinatasi nell'istante in cui quella tensione è stata applicata continua a circolare.

Si vede quindi come sia possibile, mediante un controllo da parte di un campo magnetico esterno, creare o meno una corrente persistente, la cui esistenza è legata alla assenza o presenza della tensione di controllo e che — durando in teoria indefinitamente — può altrettanto indefinitamente rappresentare una determinata cifra binaria.

Nella realtà questi circuiti non contengono spire nè bobine di induttanza: riducendo il tutto a conduttori di sezioni opportune, si possono realizzare delle memorie mediante deposito di pellicole conduttrici su basi isolanti, aumentando la velocità di preparazione dei dispositivi, e diminuendone dimensioni e consumo. In tal modo, inoltre, l'energia magnetica in gioco si riduce notevolmente, ed aumenta in corrispondenza la velocità di funzionamento.

È perfino possibile, e quindi conveniente, ridurre il campo magnetico esterno agente sul filo in superconduzione sì da renderlo trascurabile rispetto al campo che si produce per effetto della corrente indotta nel superconduttore da variazioni della corrente di controllo. Ciò si ottiene riducendo di colpo il diametro del filo superconduttore per un breve tratto; la corrente indotta non cambierà, ma il campo magnetico locale prodotto da tale corrente crescerà in modo inversamente proporzionale al diametro del filo. Il dispositivo prende l'aspetto di fig. 2: il filo P serve solo a indurre una corrente nella spira S.

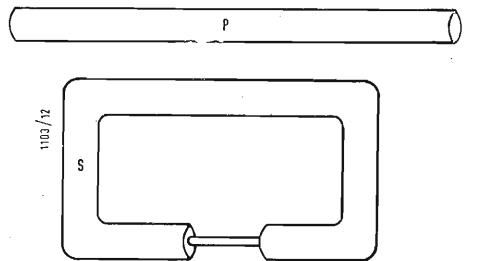



Fig. 2 - Configurazione tipica di una memoria superconduttiva a debole campo magnetico esterno.

Nella pratica, la memoria è realizzata come in fig. 3: la spira, formata con una pellicola conduttrice, è in realtà un otto simile, sebbene enormemente più piccolo, ad un lamierino per trasformatore. La colonna centrale è molto più stretta di ciascuna delle due laterali. Vicinissimi a questa colonna centrale, e paralleli ad essa, passano due fili, corrispondenti alle due coordinate di identificazione della spira, giacente in una matrice di numerose celle (o spire) ad essa uguali.

Le distanze tra questi due fili, Y e X, e la striscia centrale della cella sono regolate in modo che sia necessario il passaggio di un impulso di corrente in entrambi i fili per poter indurre nella striscietta della cella una corrente tale che il campo magnetico da essa prodotto riporti la striscia stessa in stato conduttivo normale. In assenza totale, o in presenza di un solo impulso pilota la pellicola resta superconduttrice, ed il flusso prodotto dalla continua circolazione di corrente resta « intrappolato » con la spira stessa. Disponendo

(*) Questo è l'ultimo articolo della serie « Tecniche costruttive dei calcolatori elettronici ». Gli articoli precedenti sono apparsi nei fascicoli di:
Aprile 1958, Costituzione dei calcolatori - Circuiti a tubi elettronici, pag. 175;
Maggio 1958, La tecnica impulsiva a bassa impedenza, pag. 208;
Giugno 1958, Tipi di memoria a registrazione semipermanente, pag. 260;
Luglio 1958, Memorie dinamiche a circolazione d'impulsi, pag. 310;
Agosto 1958, Struttura logica dei calcolatori elettronici (parte prima), pag. 362;
Settembre 1958, Struttura logica dei calcolatori elettronici (parte seconda), pag. 402.

vicinissimo alla striscia centrale della cella un filo di lettura L, è possibile rilevare, dalla presenza o assenza di corrente in esso indotta, se nella cella si ha o no circolazione di corrente, e cioè quale cifra binaria vi è registrata (Bibl. 4, 5).

Esistono molti altri tipi di memoria già studiati in base a questi principi e realizzati in modi diversi; tra i migliori va considerato il « Persistor », dispositivo a lamina bimetallica in superconduzione, realizzato dalla Ramo Wooldridge nel suo Laboratorio di Ricerche Aeronautiche (Bibl. 6, 7). Questa memoria, come già quella sopra descritta, ha dimensioni piccolissime e tempo di accesso di 0,01 μsec, ben al di sotto quindi dei valori caratteristici dei tipi di memoria esaminati in altri

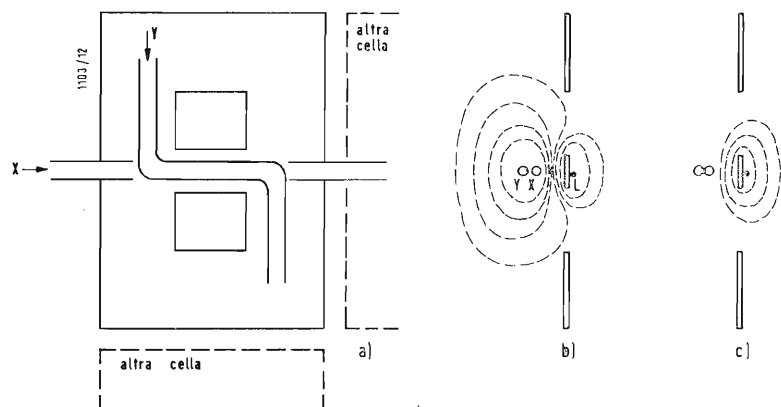



Fig. 3 - Aspetto effettivo di una cella di memoria a superconduzione.

articoli di questa serie. L'unico inconveniente di questi tipi di memoria è che abbisognano di un criostato, cioè di un dispositivo che sia in grado di mantenere le basse temperature necessarie. Ma gli sviluppi della tecnica di liquefazione dell'He hanno in questi ultimi tempi subito un notevole impulso, ed il costo e l'ingombro dei criostati sono oggi contenuti in limiti ragionevoli.

2. - ORGANI DI CALCOLO.

2.0. - Amplificatori magnetici.

Se si escludono alcune idee di carattere veramente rivoluzionario, ed alle quali si accennerà in fine di articolo, l'unica realizzazione tangibile nel campo dei circuiti di calcolo e logici, intervenuta dopo l'introduzione dei transistor, è il Ferractor, amplificatore magnetico studiato dalla Sperry Rand, capace di funzionare a frequenze dello ordine di 2,5 MHz, ed in grado di fornire elevato guadagno di potenza (Bibl. 8). Di proposito si tralascia l'esame dei circuiti a transistori poichè le corrispondenze che si trovano tra questi circuiti e gli equivalenti a tubi elettronici sono del tutto analoghe a quelle ben note che si riscontrano nei normali circuiti dei radioricevitori.

Lo schema di principio del Ferractor è indicato in fig. 4.

Il funzionamento di questo dispositivo si articola attraverso una successione continua di cicli, cadenzati da un oscillatore pilota con frequenza caratteristica dell'ordine del MHz o poco meno. Ogni ciclo si suddivide in due semicicli, il primo dei quali è riservato all'ingresso, il secondo all'uscita.

Il Ferractor è un amplificatore complementare, o inversore, poichè in ciascun ciclo si ha un impulso d'uscita solo se nel semiciclo d'ingresso *non* era presente alcun impulso all'ingresso del dispositivo.

La frequenza pilota è applicata al punto C; in genere la sua forma di onda non è sinoidale ma trapezia, con fronti d'attacco e fine discretamente ripidi; il materiale che costituisce il nucleo (laminato di permalloy o leghe affini, a granuli orientati) ha un ciclo di isteresi abbastanza rettangolare.

Nel semiperiodo positivo della frequenza pilota — che corrisponde al semiciclo d'uscita — il raddrizzatore D_1 conduce, e si ha una certa tensione all'uscita; nell'altro semiperiodo l'alta resistenza inversa di D_1 non in conduzione isola praticamente il carico dal Ferractor: questo è il semiciclo di ingresso. Se in questo intervallo si presenta un impulso ad uno qualunque degli ingressi non si ha alcuna presenza di impulsi all'uscita, anche malgrado l'accoppiamento degli avvolgimenti.

Se durante il periodo di ingresso si applica ad uno dei terminali di ingresso, p. es. ad A, un impulso positivo, esso determina una variazione dell'induzione del nucleo, che dal valore $+B$ passa al valore $-B$; nel semiciclo di uscita immediatamente successivo l'impulso cadenzatore, la cui forma d'onda è stata scelta in maniera opportuna per lo scopo prefisso, sposta nuovamente il valore dell'induzione magnetica da $-B$ a $+B$. Questa variazione di induzione fa sì che l'impedenza di carico dell'impulso cadenzatore sia elevata; pertanto la uscita (al terminale OUT dell'intero dispositivo) sarà molto bassa.

Se invece durante il periodo di ingresso nessun impulso era applicato ai terminali d'ingresso, non si ha alcuna variazione dell'induzione, che resta al suo valore iniziale $+B$; nel semiciclo d'uscita d'impulso cadenzatore, trovando già l'anello magnetico con induzione $+B$ non ha da effettuare alcuna variazione di induzione e quindi lavora su una impedenza di carico molto bassa: l'uscita sarà quindi molto alta rispetto a quella del caso precedente.

Si può constatare pertanto quanto detto inizialmente, che l'amplificatore è invertitore: se si ha impulso d'ingresso l'uscita è nulla, e viceversa. In realtà l'uscita, quando all'ingresso è presente un impulso, non è nulla, ma ha un piccolo valore ben definito. Per eliminare completamente questo piccolo segnale si ricorre al diodo D_2 ed alla resistenza R, connessa ad una sorgente di tensione negativa $-$V. La corrente circolante in R e D_2 è stata scelta in modo tale da eguagliare la corrente di uscita « nulla » mantenendo cioè il terminale di uscita *sempre* al potenziale che si ha in presenza del piccolo segnale di uscita nulla. Si può in tal modo ottenere una piena discriminazione tra assenza e presenza di segnali, il che consente la connessione in serie di questi dispositivi senza pericolo che qualche uscita di basso valore venga amplificata e trasformata in un'uscita piena.

A titolo puramente indicativo, con un impulso cadenzatore di 15 V, corrente di uscita massima di 120 mA un Ferractor, a 1 MHz, può dare un guadagno di potenza di circa 6. Tale guadagno cresce al diminuire della frequenza, e si può considerare della stessa entità del guadagno dei transistor per alta frequenza oggi disponibili sul mercato.

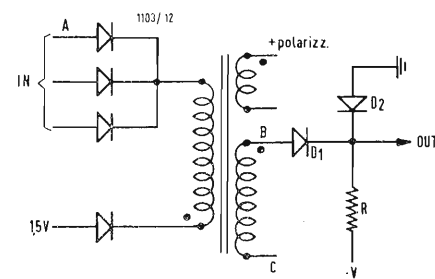



Fig. 4 - Amplificatore magnetico « Ferractor ».

3. - DISPOSITIVI DI INGRESSO.

3.0. - Lettura mediante macchie magnetiche o conduttrici.

Questo metodo di lettura, se può essere attuato inserendo in macchina documenti non creati appositamente per essa (p.es. assegni circolanti normalmente ecc.) non è altro, a rigore, che un'estensione del principio sfruttato nella lettura del nastro magnetico.

Sul documento da leggere, che deve venir preparato con macchine apposite, all'atto della scrittura vengono apposte, oltre ai caratteri alfabetici e numerici che ne indicano il contenuto (data, quantità, codici, descrizione ecc.) alcune macchioline regolari stampate con inchiostri particolari (ricchi per esempio di polveri ferrose), macchioline che sono disposte in combinazioni diverse ed in zone ben definite a seconda del segno stampato cui corrispondono.

L'organo di ingresso del calcolatore riceve questi documenti sciolti, se necessario li allinea, quindi li esamina « sentendo » le macchioline come la testina magnetica sente gli impulsi registrati sul nastro.

Altre volte le macchie sono di inchiostro conduttore e, passando sotto un apposito gruppo di spazzolini, determinano con la loro presenza lo sbilanciamento di circuiti a ponte che normalmente sono in condizioni di equilibrio (Bibl. 1).

3.1. - Lettura mediante riconoscimento di caratteri.

La possibilità di leggere direttamente i caratteri stampati da una macchina per scrivere o da un qualunque organo di stampa costituisce indubbiamente un notevole passo avanti nella automaticità d'impiego dei calcolatori, poichè elimina ogni necessità di dovere, da un documento già stampato, crearne manualmente un altro, dotato di fori, macchie magnetiche o altri elementi riconoscibili dal calcolatore.

Al punto attuale delle ricerche non è stato ancora approntato un lettore di caratteri manoscritti se non a prezzo di severe restrizioni nella forma e nelle dimensioni dei caratteri stessi (V. più avanti, par. 3.2); troppo diverse e personali sono le grafie umane, e senza queste restrizioni difficilmente si potrebbe dare ad una macchina quel raziocinio che il più delle volte, p. es., si richiede al farmacista nell'interpretare una prescrizione medica. Si pensi che già le sole irregolarità della battuta o dell'inchiostrazione di un carattere, o un suo inesatto allineamento, od ancora macchie o disuniformità di impasto nella carta costituiscono di per sè altrettanti scostamenti dal carattere tipo che, con opportuni accorgimenti, viene assegnato alla macchina lettrice come campione di riferimento.

Ciononostante alcuni prototipi di lettori automatici sono già stati sperimentati con successo; dei principali tipi si darà adesso una sommaria descrizione.

3.10. - Lettura mediante fotocellule.

Il principio su cui si basano gli apparati di questo genere è l'esame del singolo carattere mediante una scansione o spazzolamento dell'intera superficie su cui esso è stampato, da parte di una macchiolina luminosa che si sposta continuamente con moto alternato in direzione trasversale a quella della striscia su cui il carattere è stampato (V. fig. 5a). Sul trattino lungo il quale viaggia la macchiolina è puntata una fotocellula, la quale riceverà impressioni diverse secondo che la macchia luminosa colpisce il bianco del foglio o il nero del carattere. L'uscita della fotocellula, convenientemente amplificata e squadrata, sarà una successione di impulsi più o meno lunghi, combinati in modo ben diverso a seconda del carattere esaminato. Si veda quale esempio la fig. 6, dove è rappresentata la sequenza di impulsi determinata dal riconoscimento della cifra 4.

Si vedrà in seguito come si possa passare da questa sequenza di impulsi ad un impulso unico, del valore della cifra letta.

Allo stesso risultato si può pervenire se, invece di una macchiolina luminosa viaggiante, si ha una batteria di fotocellule affiancate, sulle quali viene proiettata, in movimento, la cifra da riconoscere (V. fig. 5b). In questo caso però è necessario commutare continuamente l'uscita delle varie cellule, in modo da sequenziare nel tempo, ordinatamente, le singole letture delle fotocellule.

La commutazione delle varie fotocellule si effettua mediante il circuito di fig. 7 che, in ultima analisi, è composto di tanti circuiti « e » quante sono le cellule, e di un circuito « o », collegati in maniera tale da mescolare sequenzialmente tutte le uscite di tutte le fotocellule. La lettura del numero si effettua connettendo contemporaneamente, e per la durata di qualche decina di microsecondo, tutte le uscite delle fotocellule agli ingressi dei rispettivi amplificatori ad uscita catodica. Durante questo intervallo, data la velocità massima oggi raggiunta da questi dispositivi (400 caratteri/sec., ovvero 2500 μsec di lettura per carattere), la cifra letta può considerarsi in pratica come ferma sotto le fotocellule, e le uscite di queste ultime sono quindi degli impulsi di valore $+$ I o 0 a seconda della presenza sulla carta di zone bianche o di zone scure (rispettivamente assenze o presenze di trattini stampati lungo la fetta di cifra esaminata). Tutti gli impulsi hanno, ovviamente, la stessa durata (come si è detto, qualche decina di μsec) e sono contemporanei; occorre quindi trasformare queste presenze o assenze contemporanee in una sequenza ordinata.

Ciò si ottiene appunto con i citati circuiti « e » (V. anche art. 2° di questa serie); ognuno di essi ha un ingresso pilotato dall'amplificatore che segue la fotocellula, e l'altro ingresso pilotato da una ben definita presa di una linea di ritardo. Queste prese sono tutte distinte ed emettono impulsi brevissimi e sfasati di 2 μsec l'uno dall'altro. Come si è visto l'uscita del circuito « e » è costituita da un impulso solo quando ai due ingressi sono presenti *contemporaneamente* due impulsi; pertanto ogni circuito innalzerà il potenziale della sua uscita in un istante determinato dalla presa della linea di ritardo cui è collegato, e naturalmente soltanto se la corrispondente fotocellula sta leggendo un trattino scuro. I due ingressi di detto circuito per la prima fotocellula sono i punti B e C, l'uscita è il punto D (V. fig. 7). Così, se questa fotocellula ha letto un tratto scuro (uscita zero), nei primi 2 μsec del ciclo di commutazione in D si ha la presenza di un impulso positivo. Se contemporaneamente la seconda cellula legge un tratto chiaro (uscita $+$ I), nei 2 μsec successivi si ha, in H, assenza di impulsi. Così dicasi per tutte le altre cellule.

Tutte le uscite dei circuiti « e » costituiscono infine altrettanti ingressi di un circuito « o », all'uscita N del quale si ha una sequenza di impulsi, analoga a quella che si manifesta ai capi della fotocellula unica nel metodo descritto in precedenza, a macchia luminosa viaggiante. Come si vede sono in questo caso presenti numerosi circuiti che nel primo metodo non erano necessari, ma si sono eliminate le complicazioni meccaniche non indifferenti che occorrono per far oscillare la macchiolina luminosa.

Col metodo a più fotocellule occorre soltanto inviare ritmicamente, all'inizio di ogni ciclo di commutazione, un impulso all'ingresso « Trigger » della linea di ritardo, ed all'uscita N dello intero circuito si avrà un treno ordinato di impulsi simile a quello già rappresentato in fig. 6. Questo treno di impulsi va convertito, come già si è detto, in un impulso unico, del valore della cifra che è stata letta.

La conversione si effettua mediante

Fig. 5 - Scansione per la lettura di un carattere.

Fig. 6 - Uscita di un lettore in presenza di una cifra 4.

un circuito logico abbastanza complesso il quale analizza il numero e la lunghezza (ma non la fase) degli impulsi determinati da ogni scansione, registrando in un piccolo organo di memoria la sequenza di combinazioni che si presentano nelle successive scansioni. Riferendoci nuovamente alla figura 6 si avrà, per la cifra 4, la seguente registrazione:

Numero impulso
1 impulso breve
2 impulsi brevi
2 impulsi brevi
2 impulsi brevi
1 impulso lungo
1 impulso breve
Nessun impulso.

Va da sè che l'indicazione « Nessun impulso » viene impiegata per segnalare la separazione di due caratteri contigui; inoltre la lista ora tracciata viene ancora « compressa » da un apposito circuito, sì da segnalare solo le variazioni delle combinazioni che si presentano. Essa diviene pertanto:

1 impulso breve
2 impulsi brevi
1 impulso lungo
1 impulso breve.

Con questi accorgimenti è facile constatare che le variazioni che si manifestano nell'esame di un numero sono al massimo 5 o 6, e che pertanto è semplice e poco dispendioso registrarle in una memoria apposita. Il contenuto di questa memoria viene ritmicamente (cioè quando compare l'indicazione « Nessun impulso ») letto, decodificato mediante una matrice di diodi abbastanza semplice, ed infine azzerato per far posto alla nuova registrazione (Bibl. 9).

3.11. - Lettura mediante fotomoltiplicatori.

Anche in questo caso il sistema si basa sull'esame del carattere mediante scansione, ma il procedimento è forse più semplice. Inoltre il dispositivo è stato studiato in modo da correggere automaticamente gli scostamenti dei vari caratteri dalla loro posizione di allineamento perfetto.

La scansione si ottiene al solito mediante un punto luminoso viaggiante; in questo apparato però (l'E.R.A. della Solartron) il movimento del punto è ottenuto concentrando sul carattere da leggere la proiezione della superficie di un tubo a raggi catodici, sulla quale è facile far percorrere al punto luminoso tanti tratti paralleli quanti sono richiesti per l'intera scansione. La superficie da esaminare viene completamente ricoperta con 10 tratti paralleli (il fascio viene estinto nei ritorni); la luce riflessa in ogni istante, variabile a seconda della presenza o meno di un tratto scuro, viene raccolta da un fotomoltiplicatore, amplificata e squadrata in modo da dar luogo ad una successione di impulsi.

Fin qui non vi è nulla di sostanzialmente diverso dai metodi descritti nel paragrafo precedente; la differenza sta nell'interpretazione della successione di impulsi. L'uscita del fotomoltiplicatore e successivo amplificatore viene esaminata 10 volte per ogni tratto (100 volte per carattere); il risultato dello esame viene inviato, attraverso un commutatore elettronico, ad una memoria a 100 posizioni.

Esaurito l'esame della cifra le 100 celle elementari di memoria vengono lette contemporaneamente ed il loro contenuto, decodificato attraverso una cospicua rete di circuiti logici, determina direttamente l'uscita di un impulso sul canale corrispondente al carattere rappresentato.

Ogni carattere viene letto due volte: la prima lettura serve solamente a centrare il carattere, mentre la seconda costituisce effettivamente la lettura. Per la centratura del carattere l'apparato interpretarore si limita a considerare la parte periferica del rettangolo che contiene la cifra da leggere, determinando le irregolarità di allineamento in base ad eventuali squilibri di zone bianche o nere nelle due coppie di striscie opposte del riquadro considerato. In funzione di questi squilibri viene spostato il fascio di tratti luminosi paralleli generato sullo schermo del tubo a r.c., e di conseguenza la sua proiezione sul carattere da decifrare. Quando il carattere è stato centrato se ne effettua la seconda scansione, nel modo descritto in precedenza (Bibl. 10).

3.2. - Lettura di caratteri scritti a mano.

Si è detto in precedenza che attualmente non esistono ancora lettori di caratteri manoscritti: quello che verrà brevemente illustrato, pur rientrando in questa categoria, è caratterizzato da tante limitazioni che non lo possono far ritenere ancora la soluzione ideale (Bibl. 11).

Anzitutto la lettura è possibile solo se il carattere è ben fermo, e premuto contro una piastra speciale di cui è dotato il lettore. Inoltre la forma e le dimensioni del numero sono vincolate severamente, e la velocità dell'apparato è ancora molto bassa.

La superficie che legge le cifre (non si parla ancora di caratteri alfabetici) è costituita da una placchetta isolante sulla quale sono disposte alcune striscie, nella posizione rappresentata in fig. 8. Ogni striscia è costituita da tanti filini conduttori paralleli, isolati l'uno dall'altro; tutte le striscie sono tra di loro isolate. Ciascun gruppo di fili è connesso ad un circuito che è in grado di rilevare i corti circuiti che si manifestano tra i fili quando su di essi si appoggia un foglio di carta su cui sono scritti, con una speciale matita ad impasto molto conduttore, i numeri da leggere.

Questi vengono conosciuti determinando quali delle striscie sono venute a contatto con il numero letto; ogni cifra evidentemente darà luogo ad una ben definita combinazione di striscie toccate o non toccate, ed è relativamente facile, mediante pochi circuiti logici, riconoscere le varie combinazioni e produrre un'uscita diversa per ogni cifra.

4. - DISPOSITIVI DI USCITA.

Tra i numerosissimi dispositivi di uscita realizzati in questi ultimi tempi si possono annoverare diverse stampatrici ad alta velocità (80 ÷ 100 mila caratteri al minuto ed oltre). Il loro principio è però quasi sempre elettromeccanico, ed anche se ogni modello è caratterizzato da particolari soluzioni ingegnose, si preferisce limitare la trattazione agli apparati in cui il principio di funzionamento è essenzialmente elettronico.

4.0. - Tubi a gas ad apparizione di immagini.

La National Union Electric Corporation ha realizzato recentemente un tubo a gas speciale, il Videotron a reticolo, sulla superficie del quale è possibile presentare cifre arabe, caratteri alfabetici o piccoli diagrammini.

La superficie esterna del tubo, quadrata, è costituita (v. fig. 9) da una serie di sottili striscie metalliche parallele alle quali sono sovrapposte delle sbarrette di ceramica, disposte a 90° rispetto alle striscie e distanziate l'una dall'altra in maniera da suddividere la parte visibile delle striscie stesse in tante porzioni quadrate contigue.

Tra ciascuna sbarretta ceramica e la vicina è disposto un sottile filo conduttore; questi fili costituiscono gli elementi anodici del tubo, mentre le strisce ne sono gli elementi catodici. Ovviamente i fili non devono toccare nessuna striscia, e sono pertanto sospesi alle estremità in modo da restare distaccati dalle striscie di quel tanto che ne consenta l'isolamento reciproco senza compromettere il fenomeno di luminescenza su cui si fonda l'apparizione di un carattere.

Il tubo è infatti riempito di Ne o di un altro gas opportunamente scelto in modo da presentare delle macchie luminose (glow) in corrispondenza di quegli incroci filo-striscia che sono stati attivati. L'attivazione si ottiene applicando una differenza di potenziale tra filo e striscia di circa 300 V, attribuendo ovviamente nello stesso istante alla striscia ed al filo interessati un potenziale rispettivamente di — 150 V e di + 150 V. In tal modo le differenze di potenziale tra la striscia interessata e gli altri fili, o il filo prescelto e le altre striscie restano di ± 150 V, non consentendo pertanto alcuna scarica luminosa tra questi elementi.

Le sbarrette di ceramica hanno forma e dimensioni opportune per separare nettamente i vari quadretti in cui le striscie restano suddivise, in modo da evitare la formazione di macchie luminose anche irregolari ove non ne devono apparire. La corrente dissipata dalla scarica luminosa è di circa 30 μA

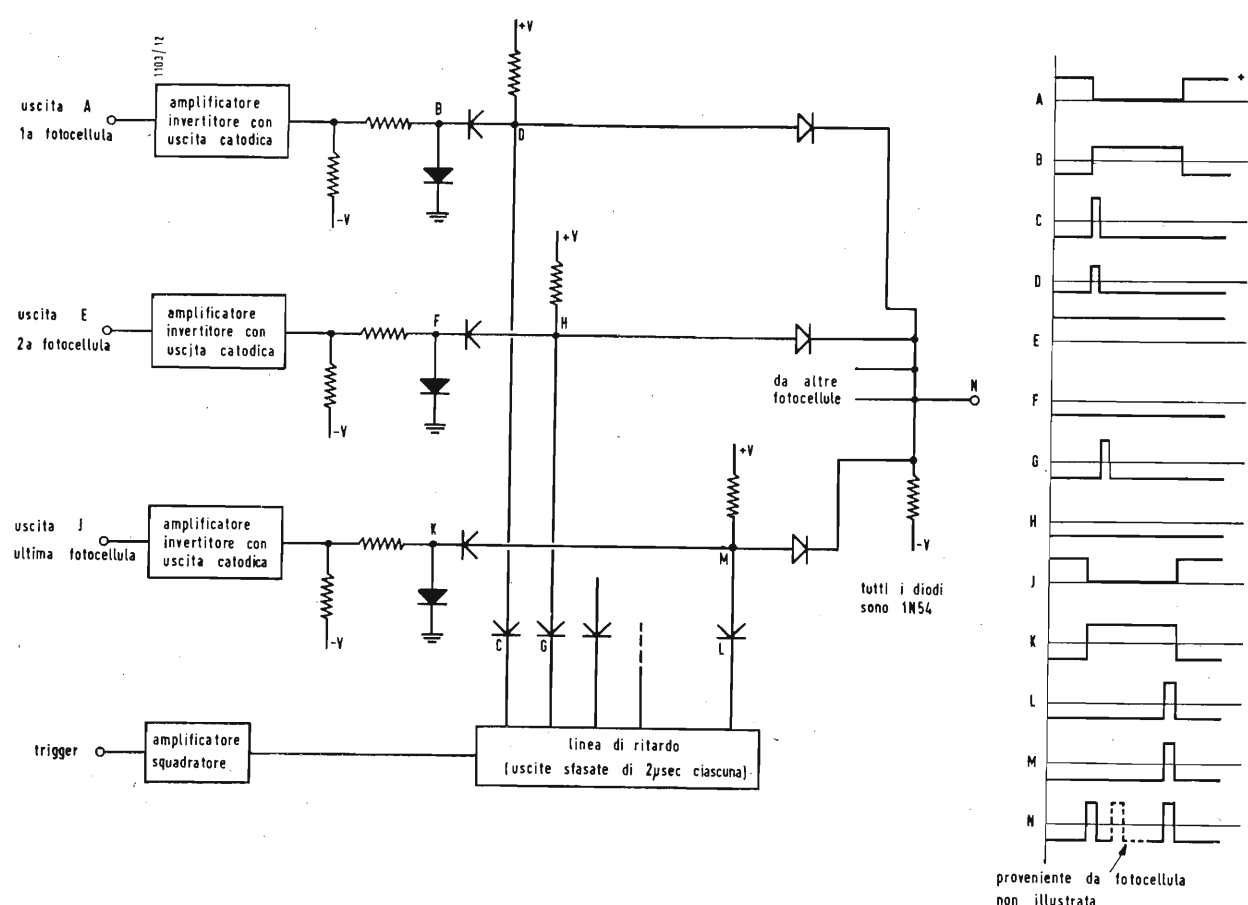



Fig. 7 - Commutazione sequenziale delle fotocellule di fig. 5, *b*.

per mm² e non varia assolutamente con la posizione del quadratino nello intero reticolo; analoga costanza presentano la luminosità ed il colore della scarica in uno stesso tubo.

I tubi realizzati sinora hanno reticoli di 10×10 o 15×15 quadretti, ma se ne possono costruire di dimensioni ben maggiori senza che occorra — come invece capita con i tubi a r.c. — aumentare le tensioni in gioco.

L'utilizzazione del tubo si può attuare in due modi diversi mediante « spazzolamento » ciclico delle varie striscie. Nel primo modo ogni striscia viene energizzata (— 150 V) con successione ciclica e per un periodo T; durante questo periodo viene effettuata una commutazione ordinata dei vari fili sul loro dispositivo attivatore, che può naturalmente attivare (+ 150 V) o meno (0 V) ciascun filo a seconda di quanto si deve rappresentare. Se i fili sono n il periodo di attivazione di ciascuno di essi è ovviamente $t = T/n$. Completato il ciclo di commutazione dei fili si inizia subito un nuovo periodo T per la striscia successiva, e contemporaneamente un nuovo ciclo di commutazione dei fili. Così viene trattato l'insieme di tutte le striscie e, se il periodo T è sufficientemente breve, la persistenza delle immagini sulla retina fa apparire contemporanee le varie macchie luminose che in realtà si formano in successione.

Nel secondo modo l'attivazione delle varie striscie è sempre ritmata in successione regolare, ma durante il periodo T vengono energizzati contemporaneamente tutti e soli i fili che si incrociano con la striscia nei punti che devono apparire luminosi. Naturalmente in questo caso occorre che il dispositivo cui si collega il tubo abbia tante uscite quanti sono i fili, ma si risparmia un commutatore di filo, ed il periodo T può venir notevolmente abbreviato.

Il tubo Videotron si presta ottimamente ad un collegamento diretto (o quasi) con le matrici di nuclei magnetici per decodifica di caratteri illustrate nell'articolo terzo di questa serie. Il collegamento è tanto intuitivo che non viene qui illustrato.

4.1. - Tubi a raggi catodici ad apparizione di caratteri.

Il tubo Videotron ora illustrato non ha avuto grande fortuna, poichè quasi contemporaneamente ad esso si svilupparono alcuni tipi di tubi a raggi catodici attrezzati specialmente per presentare caratteri alfabetici o numerici.

Il più diffuso di questi, realizzato dalla General Dynamics e dalla Stromberg-Carlson, è stato chiamato Charactron, e contiene nell'interno del tubo e prima delle due coppie di placchette deviatrici usuali, un insieme di organi destinati alla scelta dei caratteri da far apparire (V. fig. 10, organi B, C, D, E). Appena uscito dal cannone elettronico A il pennello viene infatti convogliato contro una sottile lamina metallica C su cui sono incisi fino a 64 caratteri, in modo analogo a come sono incise le matrici per ciclostile. Il pennello è leggermeete sfocato in modo che la sua sezione sia in grado di coprire esattamente la superficie di un carattere contenuto nella matrice. Questi caratteri sono disposti su 8 file di 8, e comprendono le cifre, le lettere alfabetiche ed alcuni segni speciali. Per la scelta del carattere il pennello elettronico sfocato viene deviato da due coppie di placchette B (che precedono la matrice) sulla porzione di essa ove si trova il carattere desiderato; nello attraversare la matrice il pennello viene « profilato » assumendo la forma (in sezione) del carattere prescelto. Dietro la matrice si trovano una bobina di convergenza D e due coppie di placchette di compensazione E che riportano il pennello sull'asse del tubo. Da questo punto in poi il fascio elettronico viene trattato come nei tubi a r.c. usuali, e viene pertanto indirizzato nel punto prescelto dello schermo mediante un sistema di deflessione che può essere elettrostatico (come in fig. 10) o elettromagnetico. Lo schermo è a media persistenza in modo da lasciar visibili i caratteri presentati per il tempo necessario ad impressionare una pellicola fotografica.

Un tubo che invece può conservare a lungo visibili i caratteri che sono stati proiettati sul suo schermo è il Typotron della Hughes Aircraft. Molto simile al Charactron ora visto, si differenzia da questo solo per la deflessione finale del carattere, che è sempre elettrostatica, e per la presenza di una finissima maglia dielettrica posta nello

interno del tubo in prossimità dello schermo. Di fianco all'ultima coppia di placchette di deviazione (V. fig. 11) è posto un cannone ausiliario G, che lancia elettroni a bassa velocità contro l'intera superficie dello schermo del tubo.

Il fascio elettronico primario, sagomato opportunamente da una matrice l'avvolgimento D cura la focalizzazione del fascio. Dopo la fessura si trova un cilindretto metallico F, cui si attribuisce un leggero potenziale negativo per sopprimere l'eventuale emissione secondaria, Uscendo da questo cilindro il fascio, che rappresenta ormai solo più una lettera, viene deviato nel

esigue e da bassissimo rumore; come contropartita però offrono una potenza d'uscita di pochi millesimi di microwatt. Impiegati come generatori di oscillazioni hanno inoltre una stabilità di frequenza altissima, con variazioni percentuali di $1/10^{10}$ (Bibl. 14).

Con l'impiego di questi amplificatori e delle frequenze ultraelevate che li caratterizzano si intravedono già delle possibilità di realizzazioni del tutto nuove: somme od operazioni logiche, p. es., lungo particolari tratti delle guide d'onda convogliatrici delle correnti ad altissima frequenza impiegate.

C'è già chi pensa ad un addizionatore integralmente decimale: non si impiegherà più la modulazione ad impulsi dell'onda portante ma, per esempio, la modulazione di frequenza. In tal modo un addizionatore decimale potrebbe avere una larghezza di banda passante di 40 MHz, suddivisa in 19 canali, corrispondenti ciascuno ad uno dei valori, da 0 a 18, che si possono ottenere dalla somma di due cifre decimali. Per discriminare il valore opportuno basterebbe servirsi, per ogni canale, di un amplificatore Maser con larghezza di banda di 1 MHz, che funzionerebbe come amplificatore discriminatore; pilotando ogni Maser con

Fig. 8 - La disposizione delle striscie di conduttori nel lettore di caratteri manoscritti.

Fig. 9 - Struttura reticolare di un «Videotron».

di caratteri come quella del Charactron, viene deviato dall'ultima serie di placchette sul punto prescelto dello schermo. Nel raggiungere lo schermo esso dà luogo ad una emissione secondaria che carica positivamente la maglia dielettrica H. Gli elettroni a bassa velocità emessi da G penetrano attraverso la maglia solo dove esistono cariche positive, dalle quali vengono accelerati verso la superficie dello schermo. In tal modo si ha un fenomeno di rigenerazione continua e l'immagine presentata resta invariata finchè si desidera; la sua cancellazione si effettua abbassando sotto un certo valore il potenziale della maglia.

Su questo tubo si possono far apparire fino a 40 caratteri/cm², mentre col Charactron si può arrivare a 200; la velocità di presentazione è di 25.000 caratteri al secondo per il Typotron, e di quasi 100.000 sull'altro tubo.

L'R.C.A. ha realizzato infine un tubo simile ai precedenti in cui la selezione del carattere da rappresentare si effettua in modo diverso dai tipi ora descritti. Il tubo ha un catodo fotoemissivo (V. fig. 12, A), sul quale viene proiettata integralmente la matrice di tutti i caratteri che si intendono proiettare. L'interno del tubo B che segue il catodo è ricoperto di un rivestimento conduttore: quando vi si applica un potenziale di circa 100 V il catodo emette un fascio di elettroni che riproduce integralmente la matrice dei caratteri. L'avvolgimento C devia questo fascio di elettroni in modo che in corrispondenza della fessura E si presenti il carattere prescelto, il quale soltanto può attraversare la fessura;

punto giusto elettromagneticamente; la sua accelerazione si ottiene mediante una tensione di $20 \div 30$ kV applicata ad un rivestimento interno prossimo allo schermo.

La densità dei caratteri è di qualche decina per cm², la velocità di successione è di circa 10.000/secondo (Bibl. 1).

5. - IMPIEGO DI MICROONDE.

Le frequenze sinora impiegate nei calcolatori hanno raramente superato il valore di qualche MHz; sono però già attualmente allo studio dei particolari tipi di amplificatori funzionanti a parecchie centinaia, quando non migliaia, di MHz. Tali amplificatori si basano su principi del tutto nuovi: l'amplificazione di microonde mediante emissione stimolata di radiazioni (Microwave Amplification by Stimulated Emission of Radiation, da cui il nome di MASER attribuito a questi dispositivi).

Ancor oggi una teoria completa su questo genere di amplificazione non è stata formulata; ci limiteremo ad accennarne il principio. È stato constatato che, con particolari sostanze (fasci di molecole di certi liquidi, come l'NH_3, o impurità «donatrici» in cristalli di silicio, o infine sali paramagnetici) ed a temperature assai basse (qualche °K), una radiazione incidente, incontrando condizioni di squilibrio termico, determina l'emissione di altre radiazioni proporzionali alla densità dell'energia della radiazione incidente stessa, e di frequenza ben determinata. Amplificatori del genere sono caratterizzati da una larghezza di banda molto ridotta, da dimensioni

Fig. 10 - Rappresentazione schematica di un Charactron.

due dispositivi di «gate» corrispondenti ciascuno ad una delle due cifre sommate, si avrebbe un'uscita modulata in modo ben definito e corrispondente esattamente al valore della somma delle due cifre (Bibl. 13)

(*il testo segue a pag.* 526)

Fig. 11 - Estremità di un tubo Typotron.

Fig. 12 - Tubo a proiezione di caratteri, della R.C.A.

La II Conferenza Plenaria dell'IAEA.

Ad una settimana dalla chiusura dei lavori della II Conferenza Internazionale sugli usi di pace dell'energia atomica, si è inaugurata nella storica sede dello Hofsburg di Vienna la II Conferenza Plenaria dell'Ente Internazionale per l'Energia Atomica (IAEA). Circa 350 delegati di 69 paesi-membri sono convenuti per l'occasione nella capitale austriaca.

Scopo dell'assemblea è di procedere all'approvazione del bilancio per il 1959 e della prima relazione dell'IAEA alle Nazioni Unite. I delegati, oltre a riunirsi in sedute plenarie si suddividono in gruppi per prendere parte ai lavori delle due commissioni principali, quella per il bilancio e il programma e quella legale e amministrativa.

La delegazione americana è diretta dal presidente della Commissione americana per l'Energia Atomica (AEC), John A. McCone, mentre quella italiana è guidata dal Sen. Basilio Focaccia, presidente del Comitato Nazionale Ricerche Nucleari (CNRN).

A presiedere la Conferenza è stato eletto il capo della delegazione indonesiana, Sudjarwo Trondronegoro, su designazione del delegato indiano Homi Bhabha e del presidente della I Conferenza Carlos Bernardos.

Parlando in occasione dell'inaugurazione dei lavori della conferenza, il 22 settembre, il Presidente della Repubblica Austriaca Julius Raab ha affermato che, nonostante dal punto di vista storico sia trascorso poco tempo dal giorno in cui fu liberata l'energia dell'atomo, progressi insperati sono stati già compiuti e prospettive brillanti si stanno schiudendo per l'avvenire.

Dopo aver ricordato che il mondo è pervenuto ormai al punto in cui si possono esaminare apertamente i problemi della scienza atomica e scambiare liberamente una vasta gamma di informazioni, il Cancelliere austriaco ha sottolineato che soltanto con la competizione pacifica e la collaborazione internazionale si potrà utilizzare la scienza nucleare per vincere i peggiori nemici dell'umanità: povertà, malattia e bisogno.

Dal canto suo, il direttore generale dell'IAEA, Sterling Cole, ha passato in rassegna il primo anno di attività dell'Ente con particolare riguardo ai problemi organizzativi che sono già stati risolti.

Dopo aver ricordato che nel primo anno di attività sono state concesse 132 borse di studio su 251 domande pervenute, Cole ha rivolto un appello ai paesi-membri affinchè contribuiscano nella misura maggiore possibile al programma di addestramento dell'IAEA e al bilancio, onde porre l'Ente in condizioni di intensificare la sua attività.

In sede di Commissione per le Credenziali, il 23 settembre, è stata respinta una proposta sovietica tendente a insediare nell'IAEA i rappresentanti cino-comunisti al posto di quelli della Repubblica Cinese ed è stata approvata una controproposta degli Stati Uniti tendente a raccomandare alla Conferenza Plenaria di non occuparsi della questione e di accettare le credenziali della Cina nazionalista. Hanno votato a favore della mozione statunitense Australia, Pakistan, Perù, Unione del Sud Africa, Stati Uniti e Venezuale; contrari, Ceylon, Svezia e URSS.

La Commissione per le Credenziali ha inoltre approvato un'altra proposta americana che suggerisce alla Conferenza Plenaria di non pronunciarsi sulla validità delle credenziali presentate dall'attuale regime ungherese, con 4 voti favorevoli, 1 contrario (URSS) e 4 astenuti.

In una pausa dei lavori della Conferenza, il presidente della Commissione mista del Congresso per l'Energia Atomica, Carl T. Durham, ha dichiarato alla stampa che «la stretta collaborazione delle nazioni del mondo nello sviluppo e nel controllo dell'energia atomica è indispensabile per il nostro benessere e sicurezza avvenire».

Egli ha così proseguito: «Ritengo che l'IAEA sia un importante strumento per il raggiungimento di questo obiettivo, e sono rimasto particolarmente colpito dall'amichevole atmosfera di collaborazione tra le nazioni che si è manifestata in questa II Conferenza Plenaria dell'Ente.

«Sono stato anche lieto di apprendere i progressi che l'Ente ha compiuto in numerosi settori dall'epoca della I Conferenza Plenaria tenutasi l'anno scorso ad oggi. Nonostante alcuni problemi organizzativi, che sono comuni a tutti i nuovi enti, l'IAEA ed il suo personale hanno portato innanzi il loro lavoro.

L'Ente Internazionale deve affrontare una grave responsabilità nel promuovere la collaborazione internazionale per lo sviluppo pacifico dell'atomo. Il progresso sinora raggiunto dal nuovo ente è di buon auspicio per il futuro e dà adito a sperare che le nazioni del mondo siano decise a far sì che i benefici dell'atomo di pace vengano estesi a tutta l'umanità».

(*u.s.*)

Scienziati di 19 paesi convenuti a Kitzbuehel riconoscono la importanza dell'IAEA per la collaborazione internazionale.

Al termine di un convegno svoltosi dal 15 al 21 settembre a Kitzbuehel con l'intervento di 66 scienziati di 19 paesi occidentali e d'oltrecortina, il 22 settembre, è stata diramata a Vienna la seguente dichiarazione comune:

«Riteniamo che l'attuazione della comprensione reciproca e della collaborazione internazionale, e da lungo tempo in atto nella scienza fondamentale, possa e debba essere estesa a molti settori della tecnologia.

«L'Ente Internazionale per l'Energia Atomica, ad esempio, non si prefigge soltanto la collaborazione per le ricerche sull'energia atomica, ma anche di aiutare le nazioni del mondo a sviluppare una nuova fonte di energia come base del loro reciproco benessere.

«Riteniamo che la collarorazione internazionale in questo ed altri campi, come lo sviluppo economico e la protezione sanitaria, dovrebbe essere rafforzata considerevolmente».

Da parte americana sono intervenuti al convegno di Kitzbuehel il dott. Alvin Weinberg, direttore del Laboratorio Nazionale di Oak Ridge, e il prof. Eugene Wanger, ordinario di fisica nucleare all'Università di Princeton.

(*u.s.*)

Ventitrè paesi partecipano alla Assemblea Generale del Consiglio Internazionale delle Unioni Scientifiche.

Eminenti scienziati di 23 paesi si sono riuniti a Washington alla prima Assemblea Generale del Consiglio Internazionale delle Unioni Scientifiche (ICSU) che si svolse dal 2 al 6 ottobre negli Stati Uniti.

L'ICSU, sotto la cui guida è stato organizzato e coordinato l'Anno Geofisico Internazionale, è un'organizzazione non governativa che promuove e coordina le attività di 13 organizzazioni scientifiche internazionali.

Nel corso delle sedute dell'Assemblea Generale, i delegati che rappresentano i gruppi nazionali e quelli internazionali esaminarono i seguenti problemi:

1°) Istituzione di una Commissione speciale sulle ricerche spaziali, allo scopo di coordinare le ricerche scientifiche che vengono condotte a fini di pace nello spazio extra-atmosferico.

2°) Coordinamento delle indagini circa gli effetti biologici delle radiazioni nucleari.

3°) Conclusione dell'Anno Geofisico Internazionale e coordinamento delle relative attività internazionali che si estenderanno oltre il 31 dicembre, quando l'AGI avrà termine.

4°) Proposte relative alla condotta internazionale di ricerche scientifiche nelle acque sovrastanti alle cosiddette «piattaforme continentali».

Gran parte delle sessioni dell'Assemblea Generale dell'ICSU si svolge presso la sede del Consiglio Nazionale delle Ricerche e dell'Accademia Nazionale delle Scienze, sotto la presidenza del dott. Lloyd V. Berkner, presidente dell'Associated Universities Incorporated, che gestisce il Laboratorio Atomico Brookhaven di Upton (New York).

All'ICSU appartengono le seguenti unioni scientifiche: Unione Astronomica Internazionale, Unione Internazionale delle Scienze Biologiche, Unione Internazionale di Geodesia e Geofisica, Unione Geofisica Internazionale, Unione Internazionale di Storia e Filosofia della Scienza, Unione Internazionale di Chimica Pura ed Applicata, Unione Internazionale di Meccanica Pura ed Applicata, Unione Internazionale di Cristallografia, Unione Internazionale di Fisica Pura ed Applicata, Unione Scientifica Internazionale della Radio, Unione Matematica Internazionale, Unione Internazionale di Scienze Fisiologiche e Unione Internazionale di Biochimica. Oltre ai delegati di queste unioni aderenti all'ICSU, partecipano ai lavori dell'Assemblea Generale come osservatori i rappresentanti dell'Unione delle Organizzazioni Internazionali d'Ingegneria, della Federazione Astronautica Internazionale e dell'Ufficio Idrografico Internazionale.

(*u. s.*)

Il presidente dell'IAEA consegna uno dei due laboratori mobili per radioisotopi offerti dagli Stati Uniti.

Il presidente della Commissione americana per l'Energia Atomica (AEC), e capo della Delegazione degli Stati Uniti alla II Conferenza plenaria dell'Ente Internazionale per l'Energia Atomica, John A. McCone, ha consegnato ufficialmente al direttore generale dell'Ente, Sterlin Cole, il primo dei due laboratori mobili per radioisotopi offerti dal popolo americano all'IAEA.

All'atto della consegna, che ha avuto luogo il 24 settembre, McCone ha espresso in un discorso la speranza che l'unità mobile possa essere di grande utilità per l'IAEA nell'addestramento degli scienziati e tecnici di ogni paese nella tecnologia dei radioisotopi.

«Tra i più rilevanti benefici dell'era atomica — egli ha detto — vi sono i radioisotopi. Nella agricoltura, nella medicina, nell'industria e nelle ricerche, gli impieghi di questi versatili atomi 'marcati' sono ormai innumerevoli. Essi stanno diventando inoltre sempre più largamente disponibili a costi continuamente decrescenti. I loro benefici possono essere estesi ai popoli di tutti i nostri paesi, a condizione che un numero sufficiente di uomini e di donne possa essere addestrato per manipolarli con sicurezza ed efficienza.

«Nel mio paese, ad Oak Ridge (Tennessee), l'Istituto di Studi Nucleari ha svolto opera di pioniere nel gestire una scuola per l'addestramento ai radioisotopi. Questo è uno dei primi programmi di pace nel campo dell'energia atomica che abbia assunto un carattere internazionale. Dal 1948, studiosi di altri paesi sono stati ammessi alla scuola.

«Oltre 2.000 tra uomini e donne, tra cui almeno 300 di 49 altri paesi, hanno ricevuto questo prezioso addestramento. I procedimenti, l'attrezzatura e i materiali realizzati presso l'Istituto hanno reso possibile la progettazione di laboratori viaggianti come quello che oggi vedete qui. In questo furgone di 10 metri si trova un laboratorio completo atto a fornire l'addestramento così essenziale per la sicura manipolazione dei radioisotopi. La mobilità di queste scuole consentirà ai partecipanti di molti stati-membri di intraprendere l'insegnamento di questi procedimenti presso le università o gli istituti di ricerca locali. I furgoni saranno forniti di impianti per l'aria condizionata e in grado di provvedere all'elettricità di cui abbisognano.

«Dopo la I Conferenza Planetaria dell'IAEA, gli Stati Uniti offrirono all'IAEA due di questi laboratori mobili per radioisotopi ideati appositamente ed attrezzati di tutto punto. Il primo di tali impianti è oggi qui. Esso è stato recentemente oggetto di attenzione e di interesse da parte di migliaia di visitatori alla Conferenza Internazionale delle Nazioni Unite sugli usi di pace per l'energia atomica da poco conclusasi a Ginevra.

«Speriamo che queste unità saranno di grande utilità nell'assistere l'Ente ad addestrare uomini e donne di molte parti del mondo ai procedimenti che sono necessari onde far sì che i benefici dell'atomo possano in realtà estendersi sempre più a tutta l'umanità».

(*u.s.*)

Il Varicap: Condensatore Variabile con la Tensione(*)

Un nuovo grande passo verso la miniaturizzazione è stato compiuto con la messa a punto del «varicap» un nuovo condensatore a semiconduttore, variabile con la tensione. Con questo nuovo dispositivo elettronico possono essere affrontati un gran numero di problemi riguardanti i circuiti con condensatori variabili, con notevole risparmio di spazio e di materiale. Nell'articolo che segue sono illustrate le caratteristiche di questo condensatore a semiconduttore.

dott. Idalgo Macchiarini

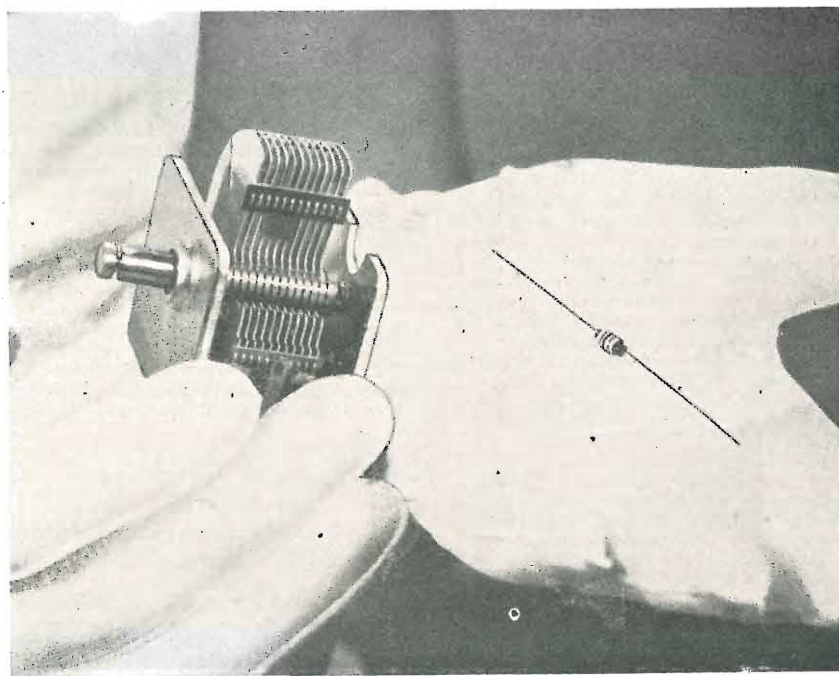



Fig. 1 - Il nuovo varicap, fotografato accanto ad un condensatore variabile meccanico di cui può compiere tutte le funzioni.

UN CONDENSATORE a semiconduttore, variabile con la tensione, fu prodotto su scala industriale, per la prima volta nell'Ottobre 1957 dalla Pacific Semiconductors, Inc., sotto il marchio di fabbrica «varicap» [1]. Il varicap è un dispositivo a giunzione subminiaturizzato al silicio, con capacità variabile in funzione di una tensione di polarizzazione. Sebbene si conoscesse da anni che le giunzioni dei semiconduttori presentano una capacità variabile con la tensione, fino allo scorso ottobre non fu possibile produrre in quantità commerciabili dei dispositivi simili al «varicap» con capacità, Q e campo di funzionamento controllabili. Il varicap è utilizzabile in un grandissimo numero di applicazioni, come per esempio nel controllo automatico di frequenza, nella modulazione di ampiezza, negli oscillatori controllati dalla tensione, negli amplificatori, e in molti altri circuiti ancora. Esso offre anche notevoli vantaggi nei confronti dei tubi a reattanza, dei condensatori variabili meccanici, dei condensatori al titanato di bario. I primi lavori per l'utilizzazione di queste proprietà delle giunzioni $p - n$ furono condotti da Giacoletto e O. Connel [2] Pau e Ramanus [3], Muss [4] e altri.

(*) STRAUBE, G. F., A Voltage Variable Capacitor; *Electronic Industries*, Maggio 1958, vol. 17, N° 5, e Luglio 1958, N° 7.

1. - TEORIA.

Una variazione della capacità in funzione della tensione ha luogo ai capi della giunzione $p - n$ dei semiconduttori, quando le due parti della giunzione sono l'una a tensione positiva e l'altra a tensione negativa. Una giunzione $p - n$ contiene, nella regione p, delle cavità mobili e degli ioni accettori con legami energetici, e nella regione n degli elettroni mobili e degli ioni donatori con legami energetici. Se a una giunzione $p - n$ si applica, come in fig. 2, una tensione, gli elettroni della regione n e le cavità della regione p vengono trascinati via dalla giunzione. Viene così a formarsi una zona, nell'intorno della giunzione, sgombra da cariche mobili. Questa regione sgombra o regione di barriera, di larghezza l, essendo priva di cariche mobili si comporta essenzialmente come un dielettrico di permettività ε, il quale si trova compreso fra due zone, una, di tipo p ricca di cavità, e l'altra di tipo n ricca di elettroni. Questo complesso di un dielettrico fra due zone conduttrici presenta le stesse proprietà di un condensatore. Per una disposizione a piani paralleli, la giunzione $p - n$ ha una capacità data dalla espressione:

$$C = \frac{\varepsilon A}{l} \qquad [1]$$

dove:

ε = permettività del dielettrico (costante dielettrica),

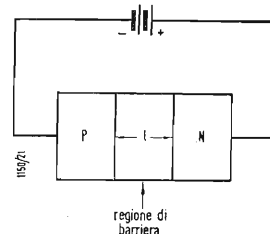



Fig. 2 - La regione della giunzione p-n da cui è fondamentalmente formato il varicap.

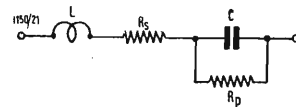



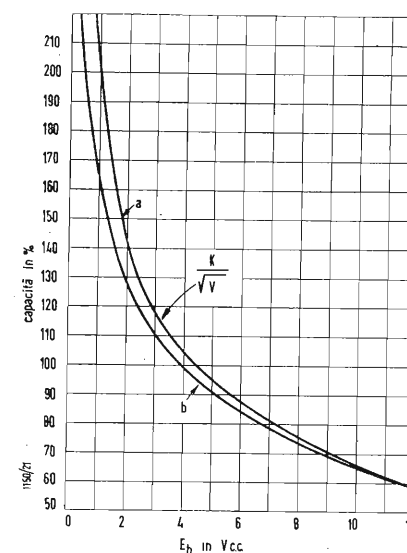
Fig. 3 - Circuito equivalente di un varicap.

A = area della giunzione,

l = larghezza della regione di barriera.

2. - REGIONE DI BARRIERA.

Il fatto che l'effettiva larghezza della regione di barriera sia dipendente dalla tensione applicata ai capi della giunzione, è ciò che rende la giunzione $p - n$ utilizzabile come condensatore variabile. Inoltre la maniera in cui la larghezza della regione di barriera varia in funzione della tensione, dipende dalla zona di transizione (dalla regione p a quella n) della densità della cariche mobili in prossimità della giunzione. Per il caso di giunzione con transizione brusca, come quelle che si ottengono con i metodi di lega, la larghezza delle regione di barriera è data teoricamente dalla espressione:

$$l = k_1 \sqrt{V + V_o} \qquad [2]$$

Combinando le espressioni [1] e [2] si ottiene:

$$C = \frac{k_2}{\sqrt{V + V_o}} \qquad [3]$$

valida per giunzioni con transizione brusca.

Nel caso speciale di una regione p con transizione estremamente alta, tipica delle giunzioni $p - n$ ottenute con leghe alluminio-silicio si può derivare la seguente formula:

$$C \left(= \frac{k A \sqrt{\varepsilon}}{\sqrt{\varrho}} \right) \left(\frac{1}{\sqrt{V + V_o}} \right) \qquad [4]$$

dove:

k = una costante,

ϱ = resistività della regione n,

V = tensione applicata,

V_o = potenziale di contatto interno (0,3 ÷ 0,9 V).

Poichè V_o è generalmente piccolo rispetto a V, una giunzione con transizione brusca presenta una capacità che varia con l'inverso della radice quadrata della tensione applicata.

Una variazione della capacità in funzione della tensione anche con altre leggi può essere ottenuta per giunzione $p - n$ con zona di transizione diversamente graduata. Ad esempio se tale zona di transizione, dalla regione p alla regione n, segue un andamento lineare (come si ha in certi semiconduttori) la capacità varia in funzione dell'inverso della radice cubica della tensione applicata.

Il varicap della Pacific Semiconductors (vedi fig. 1), considerato in questo articolo; è di tipo subminiaturizzato, a lega di silicio, alimentato in serie, ed ha una capacità variabile con l'inverso della radice quadrata della tensione applicata.

3. - CARATTERISTICHE.

Le caratteristiche del varicap che debbono essere considerate sono: la capacità, la resistenza in serie, la resistenza di perdita, il Q, l'induttanza e il campo di funzionamento.

È anche importante considerare le variazioni di tali caratteristiche al variare della tensione, della temperatura e della frequenza.

Il circuito equivalente di un varicap è mostrato in fig. 3 dove si ha:

C = capacità della giunzione;

R_s = resistenza in serie dovuta alla resistenza di massa della base del semiconduttore e dei terminali di connessione;

R_p = resistenza di perdita, praticamente è la resistenza inversa dinamica della giunzione;

L = induttanza in serie.

Valori tipici di tali grandezze possono essere:

C (a 4 V) : da 7 a 100 pF;

R_s : circa 5 Ω;

R_p : dell'ordine di un centinaio di megaohm e anche più alta;

L : circa 5 nH (nanohenry o millimicrohenry);

Q (a 50 MHz) : da 10 a 20;

V_{max} : da 15 a 100 V.

4. - CAPACITA'.

La capacità del varicap, a lega di silicio, alimentato in serie, ha un andamento che si avvicina a quello teorico proporzionale all'inverso della radice quadrata della tensione applicata, legge che come abbiamo già visto è valida per le giunzioni con zone di transizione

Fig. 4 - Variazioni della capacità di un varicap in funzione della tensione. Valori normalizzati in percentuale rispetto al valore di C a 4 V.

Fig. 5 - Variazioni della capacità di un varicap in funzione della temperatura. Valori normalizzati in % rispetto al valore di C a 25 °C.

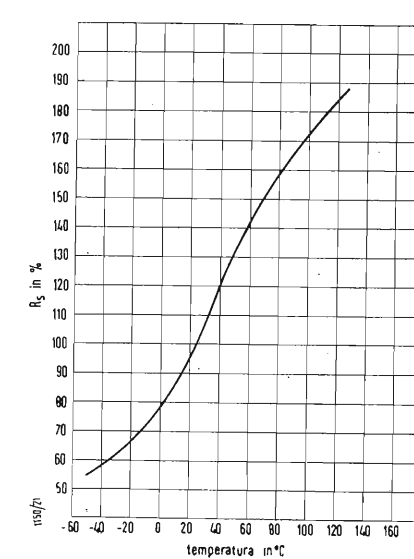



Fig. 6 - Variazioni della resistenza in serie di un varicap R_s in funzione della temperatura. Valori normalizzati in % rispetto al valore a 4V e 25 °C.

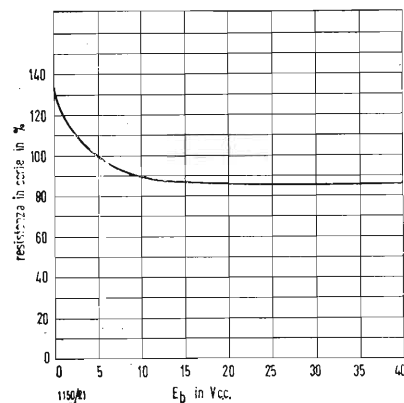



Fig. 7 - Andamento di R_s di un varicap in funzione della tensione applicata ai suoi capi.

brusca. Una tipica curva capacità-tensione, normalizzata è quella rappresentata in fig. 4. Come si vede la curva sperimentale si avvicina di più allo andamento teorico per tensioni di polarizzazione più alte, cioè quando la tensione V_o diventa trascurabile rispetto alla tensione applicata. Le variazioni della capacità di un varicap al variare della tensione e della temperatura sono rappresentate dalle curve di fig. 5. Si deve notare che tale capacità diventa praticamente indipendente dalle variazioni di temperatura quando la tensione di polarizzazione è più alta, e che essa diventa sempre più sensibile alle variazioni di temperatura a mano a mano che la tensione applicata diminuisce. Questo fenomeno è in buon accordo con la teoria perchè il fattore che è più sensibile alle variazioni è la tensione di contatto interno V_o che appare nella equazione 4. Per il silicio V_o è circa 0,8 V a 25°C e si riduce a 0,4 V a 150°C. La relativa insensibilità del varicap rispetto alle variazioni di temperatura, in una notevole parte del suo campo di funzionamento costituisce uno dei maggiori vantaggi di questo nuovo dispositivo.

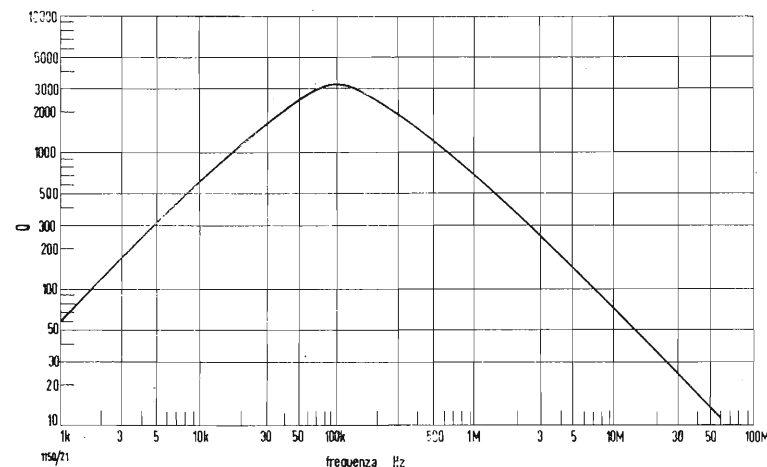



Fig. 9 - Andamento del Q di un varicap in funzione della tensione applicata ai suoi capi. Valori normalizzati in % rispetto al valore di Q per una polarizzazione di 4 V.

Le variazioni di capacità del varicap con la frequenza, fino ai 50 MHz sono talmente piccole che non sono osservabili neppure con gli attuali sistemi di misura che hanno raggiunto una notevole precisione.

W = spessore effettivo della base

A = area effettiva della giunzione.

Il termine $K_1 \sqrt{V + V_o}$ rappresenta l'espressione della larghezza della regione di barriera (equaz. [2]). Quando la tensione di polarizzazione viene aumentata, lo spessore effettivo di polarizzazione viene diminuito a causa della penetrazione della regione di barriera nella regione di tipo n, e l'effetto finale è una riduzione di R_s. È importante che R_s sia mantenuto ad un valore piuttosto basso per minimizzare le perdite di energia, e quindi per mantenere il Q ad un valore elevato. Le variazioni di R_s al variare della temperatura e della tensione sono rappresentate dalle curve di fig. 6 e 7 rispettivamente.

La resistenza di perdita R_p è molto alta e molto sensibile alle variazioni di temperatura, in quanto è una funzione della corrente di saturazione. Si possono scrivere [5] le seguenti relazioni:

$$I = I_s \left(e^{qv/kT} - 1\right) \qquad [6]$$

$$I_s = \frac{kTA\sigma_i^2}{q} \times \frac{\mu_n/\mu_p}{(1 + \mu_n/\mu_p)^2} \left(\frac{1}{\sigma_n L_p} + \frac{1}{\sigma_n L_n}\right) \qquad [7]$$

5. - RESISTENZA.

La resistenza in serie, R_s, è dovuta alla resistività del corpo del semiconduttore e alla resistenza dei terminali di connessione.

Per il varicap a lega di silicio il maggior contributo per R_s proviene dalla resistività del corpo del semiconduttore.

R_s può essere espresso dalla equazione:

$$R_s = \frac{K_3\, \varrho\, (W - K_1 \sqrt{V + V_o})}{A} \qquad [5]$$

dove:

K_1 e K_3 = costanti

ϱ = resistività della regione n

Fig. 8 - Andamento del Q di un varicap in funzione della frequenza.

dove:

k = costante di Boltzmann,
q = carica dell'elettrone,
T = temperatura assoluta della giunzione in gradi Kelvin,
A = area effettiva della giunzione,
σ_i = conducibilità intrinseca,
σ_n = conducibilità nella regione n,
σ_p = conducibilità della regione p,
μ_n = mobilità degli elettroni,
μ_p = mobilità della cavità,
L_n = distanza di diffusione degli elettroni,
L_p = distanza di diffusione delle cavità.

La corrente di saturazione I_s è molto inferiore ad un microampere ed è normalmente dell'ordine di 0,001 μA a 25°C, ed essa è l'unico carico sulla tensione di polarizzazione durante il funzionamento. Essa è molto sensibile alle variazioni di temperatura e all'incirca si raddoppia per ogni undici gradi di aumento della temperatura.

La resistenza di perdita, rappresentata da R_p nel circuito equivalente della fig. 3 è una resistenza dinamica ed è determinata dall'inverso della variazione di I rispetto alla tensione, cioè $R_p = \Delta V/\Delta I$.

6. - IL FATTORE DI MERITO Q.

Il fattore di merito Q è il rapporto fra l'energia immagazzinata e l'energia dissipata, esso è comunemente usato per definire l'efficienza di un condensatore, di una bobina o di un circuito accordato. Il Q per un condensatore può essere definito dal rapporto fra la reattanza in serie e la resistenza effettiva in serie. Per il circuito equivalente del varicap il Q è dato da:

$$Z = R_s + \frac{\dfrac{1}{j\omega C} \times R_p}{R_p + \dfrac{1}{j\omega C}} \qquad [8]$$

che semplificata dà:

$$Z = \frac{R_s R_p^2 \omega^2 C^2 + R_s + R_p - jR_p^2 \omega C}{R_p^2 \omega^2 C^2 + 1} \qquad [9]$$

e:

$$Q = \frac{X_c}{R} = \frac{R_p\, \omega\, C}{R_s R_p \omega^2 C^2 + R_s/R_p + 1} \qquad [10]$$

quindi:

$$Q_{max} = \frac{1}{2R_s} \left[\frac{1}{R_p} \left(\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_p}\right)\right]^{-1/2} \qquad [11]$$

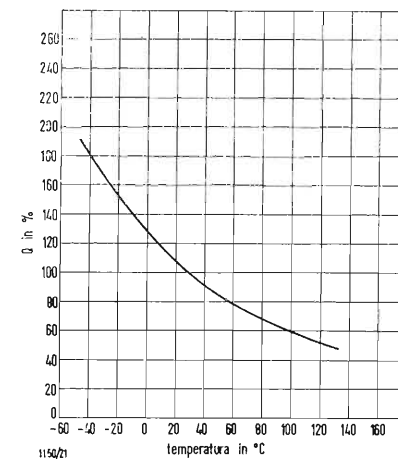



Fig. 10 - Andamento del Q in funzione della temperatura. Valori normalizzati rispetto al valore di Q a 25 °C.

quando ω è:

$$\omega = \frac{1}{C} \sqrt{\frac{1}{R_p} \left(\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_p}\right)} \qquad [12]$$

Nella fig. 8 è mostrato l'andamento delle variazioni di Q con la frequenza, per un varicap tipico, il V 47, che ha una capacità di 47 pF, una resistenza R_s di 5 Ω, e una R_p di 200 MΩ. Per questo tipo di varicap il Q ha un massimo a 108 kHz e raggiunge a tale frequenza il valore 3,140. Per frequenza al di sopra di 2 MHz il termine R_p diventa trascurabile e il Q può essere espresso dalla relazione:

$$Q = \frac{1}{R_s\, \omega\, C} \qquad [13]$$

Sostituendo le relazioni [4] e [5] nella [13] e semplificando si ha:

$$Q = \frac{\sqrt{V + V_o}}{\omega \sqrt{\varrho}\, (W - 1)\, K_4} \qquad [14]$$

Per ottenere il massimo Q occorre quindi avere un materiale a bassa resistività con un minimo spessore di base. Si deve notare che il Q è indipendente dalla giunzione. Le curve sperimentali delle variazioni del Q con la tensione e la temperatura sono date in fig. 9 e 10.

Un metodo per aumentare il Q effettivo è di connettere al varicap un condensatore ad alto Q, in serie od in parallelo. Un condensatore in serie è preferibile ad uno in parallelo quando si desideri un Q più uniforme ed una maggiore sensibilità. Aggiungendo in serie un tale condensatore C_p, privo di perdite, il Q risulterà aumentato di un fattore $(C + C_p)/C_p$. Questo sistema però ha lo svantaggio di diminuire la capacità totale e la sensibilità.

7. - INDUTTANZA.

L'induttanza in serie del varicap e dei suoi terminali (vedi il circuito equivalente di fig. 3) è un altro dei fattori importanti che devono essere considerati specialmente alle alte frequenze.

L'induttanza propria del varicap è dell'ordine dei 5 nH. Oltre a questa bisogna considerare l'induttanza dei terminali e può essere calcolato, per un filo rettilineo, in base alla espressione [6]:

$$L = 0{,}00508\, l \left(2{,}303 \log_{10} \frac{4l}{d} - 0{,}75 + \frac{d}{2l}\right) \qquad [15]$$

dove:

L = induttanza in [μH],
l = lunghezza del filo in pollici,
g = diametro del filo in pollici.

8. - TENSIONE DI LAVORO.

Il campo della tensione di lavoro è determinato dalla tensione di saturazione. La massima tensione di lavoro di un varicap alimentato in serie viene praticamente stabilita a circa l'80%, o anche meno, del valore della tensione di saturazione dell'elemento. Per le giunzioni a lega di silicio fra i 10 e i 300 V, la tensione di saturazione può essere determinata in base alla relazione:

$$V_B = 2{,}2 \times 10^{12}\, N_I^{-0{,}66}$$

dove:

V_B = tensione di saturazione o di rottura

N_I = numero netto di centri di impurità per centimetro cubo, dal lato ad alta resistività della giunzione.

I materiali a bassa resistività presentano quindi delle tensioni di saturazione più basse e determinano quindi dei limiti nell'impiego del varicap. Il caso limite di una tensione di saturazione di 15 V si ha utilizzando un materiale di silicio con una resistività di 0,1 Ω/cm.

9. - APPLICAZIONI.

Vi sono numerosissime applicazioni del varicap nel progetto di circuiti elettronici; alcune di esse verranno ora illustrate. Molte altre applicazioni senza dubbio saranno trovate in futuro ora che i varicap con caratteristiche controllabili sono disponibili sul mercato.

I varicap e gli elementi circuitali ad essi associati possono ricoprire un ruolo molto importante nella modulazione di ampiezza, nella modulazione di frequenza, nella amplificazione, nei circuiti di commutazione e in altri circuiti di controllo.

Nei circuiti per la modulazione di ampiezza i varicap possono essere impiegati come parte capacitiva di circuiti accordati o come elementi di reattanza sensibili alla tensione per partitori di tensione.

Nei circuiti per la modulazione di frequenza questa può essere ottenuta molto semplicemente variando la tensione applicata ai capi di un varicap facente parte del circuito LC di un oscillatore.

L'applicazione dei varicap nei circuiti di commutazione è alquanto più difficoltosa e non ancora ben studiata.

Tuttavia si può dire che la commutazione si può ottenere con una opportuna scelta di induttanza e di resistenza in serie e utilizzando la proprietà del varicap di presentare una reattanza crescente con la tensione, per creare due punti di funzionamento stabili ai lati di uno instabile [8]. Altri campi in cui può essere applicato un varicap sono i circuiti di filtro variabili, i circuiti di moltiplicazione e di divisione di frequenza e i mescolatori.

Le applicazioni che saranno trattate in dettaglio in questo articolo sono:

1) Controllo automatico di frequenza per la televisione e per i ricevitori FM.
2) Modulazione di frequenza.
3) Oscillatori per controllo di tensione.
4) Amplificatori.
5) Circuiti di filtro variabili con controllo di tensione.

10. - CONTROLLO AUTOMATICO DI FREQUENZA.

Nei circuiti per il controllo automatico di frequenza, impiegati nella televisione e nei ricevitori FM, il varicap può vantaggiosamente sostituire i tubi di reattanza impiegati nei circuiti convenzionali.

Fig. 11 - Oscillatore con controllo automatico di frequenza a varicap, per TV.

Un circuito pratico di CAF, impiegabile in un ricevitore televisivo, e basato sull'impiego di un elemento semiconduttore a capacità variabile con la tensione è stato descritto da Pau e Ramanus [3]. L'oscillatore usato è raffigurato nella fig. 11. La tensione di ingresso V è ricavata da un discriminatore e serve per fare variare la capacità dell'elemento a semiconduttore. Al variare di tale capacità varia la frequenza del circuito oscillante dell'oscillatore. Trascurando il termine V_o della espressione [3] la sensibilità $(\Delta f/\Delta V)$ e gli effetti di carico di questo circuito CAF sono dati rispettivamente dalle espressioni:

$$\frac{\Delta f}{\Delta V} = -\frac{1}{4}\,\frac{f}{V}\,\frac{1}{1+\dfrac{C}{C_c}} \qquad [20]$$

e:

$$\frac{Q'}{Q_1} = \frac{1}{1+\dfrac{Q_1}{Q}\times\dfrac{1}{1+\dfrac{C}{C_c}}} \qquad [21]$$

dove:

C = capacità variabile con la tensione,

C_c = capacità addizionale in serie del circuito,

Q' = Q risultante del circuito e del varicap,

Q_1 = Q iniziale del circuito nell'ipotesi che la resistenza serie del varicap sia zero,

$$Q = \frac{1}{W\,C\,R_s} = Q \text{ del varicap}$$

Per minimizzare gli effetti di carico è meglio avere grandi valori del Q e del C. D'altra parte C deve essere piccolo per rendere massima la sensibilità $(\Delta f/\Delta V)$. Lo stesso compromesso deve essere fatto nella scelta di C_c, il quale influenza in modo opposto la sensibilità e il carico del circuito.

In maniera analoga il varicap può essere impiegato per il progetto dei CAF dei ricevitori FM, o per sostituire i tubi a reattanza in circuiti CAF già esistenti. Un « tuner » FM del tipo Harman-Karden è stato modificato dalla Pacific Semiconductors sostituendo un tubo con un varicap nel circuito di CAF. Questa modifica ha portato ad una notevole diminuzione del numero degli elementi impiegati nel « tuner » (vedi fig. 12). Inoltre un « tuner » FM-3A modello Heathkit, senza CAF, fu modificato in modo da ottenere il controllo automatico di frequenza con un varicap. Tale modifica è illustrata nella fig. 13. In questo circuito il varicap viene alimentato da una tensione c.c. filtrata, proveniente dalla uscita del discriminatore FM, e da una tensione di polarizzazione di circa 4 V fornita dal partitore di tensione B. Il varicap è disposto in modo da divenire parte del circuito oscillante dell'oscillatore locale, tipo Hartley, e agisce in modo da accordare l'oscillatore alla frequenza desiderata, quando l'uscita del discriminatire indica uno scarto di frequenza.

L'intera modifica può essere eseguita in meno di mezz'ora.

11. - MODULAZIONE DI FREQUENZA.

La modulazione di frequenza si può ottenere modulando per mezzo di una tensione variabile il varicap del circuito risonante di un oscillatore FM. Un transitore FM di questo tipo, che è stato progettato e costruito dalla Pacific Semiconductors, è rappresentato nello schema di fig. 14. Il varicap modula l'oscillatore a transistore (la cui frequenza centrale è 100 MHz) in accordo con il segnale applicato ai suoi capi dall'ingresso del microfono. Il transistore usato per questo oscillatore è un transistore al silicio per alte frequenze che è stato costruito dalla Pacific Semiconductors su licenza della Sandia Corporation e della U.S. Army Signal Supply Agency.

Fig. 12 - In alcuni circuiti il varicap con due altri piccoli elementi può compiere le funzioni per cui occorrono 24 componenti di tipo normale.

Sono stati progettati e costruiti anche oscillatori controllati dalla tensione usando dei varicap. Questo elemento costituisce un mezzo semplicissimo e molto efficente di controllo con la tensione in quanto al variare di essa ai capi del varicap varia la frequenza di

Fig. 13 - Circuito per il CAF di un ricevitore FM, realizzato con un varicap.

Fig. 14 - Un semplice trasmettitore FM in cui il circuito di modulazione è realizzato con un varicap.

risonanza del circuito oscillante. Questo sistema può essere impiegato in sostituzione dei sistemi meccanici di sintonizzazione, attualmente in uso.

Un ricevitore a transistore portatile di tipo commerciale è stato modificato dalla Pacific Semiconductors impiegando, per l'ingresso della radiofrequenza e per la sintonia dell'oscillatore locale nella banda radiofonica, un varicap in sostituzione del condensatore variabile ad aria.

12. - AMPLIFICATORI.

I varicap possono anche essere usati come amplificatori a risonanza. In un circuito di questo tipo (fig. 15) la radio frequenza di ingresso e la tensione di polarizzazione sono determinati in modo che il varicap e l'induttanza risuonino a frequenze inferiori o superiori a quella di risonanza in assenza del segnale di ingresso. Le variazioni del segnale di ingresso allora, facendo variare la capacità del varicap e quindi la frequenza di risonanza, fanno variare la radio frequenza in uscita come si vede nella fig. 16. La curva 1 è quella di risonanza del varicap e dell'induttanza, quando il segnale di ingresso è zero. La curva 2 è quella di risonanza quando il segnale di ingresso è positivo, in tal caso infatti la tensione totale ai capi del varicap viene diminuita e la capacità aumentata, quindi la frequenza di risonanza diminuisce.

La curva 3, analogamente, si ha quando il segnale di ingresso è negativo, in tal caso la capacità diminuisce e la frequenza di risonanza è più alta. L'uscita quindi viene ad essere modulata in ampiezza in accordo con l'intensità del segnale di ingresso. Un amplificatore di questo tipo è stato progettato e costruito da Dill e Depian [9] ed è rappresentato schematicamente nella fig. 17. C_Δ e L_1 formano il circuito risonante, L_b è una bobina a radio frequenza, C_b un condensatore di bypass, il diodo e il condensatore C_f costituiscono un circuito rettificatore mezz'onda. È stato possibile ottenere con tale circuito un guadagno stabile di tensione superiore a 30 con frequenze di segnale fino a 5 kHz, usando una sorgente a radio frequenza da 800 kHz e un carico di 20 kΩ.

13. - FILTRI VARIABILI.

Un'altra applicazione molto interessante del varicap si ha nei circuiti di filtro controllati con una tensione. In tali circuiti al variare della tensione di polarizzazione varia la banda passante dal filtro. Un esempio di tali circuiti è la cellula a T di fig. 18a, che nella figura 18b è rappresentata in dettaglio con il relativo circuito di polarizzazione.

L'andamento frequenza-tensione può essere ricavato come segue:

Fig. 15 - Amplificatore a risonanza realizzato con un varicap.

$$Z_T = \frac{1}{2}Z_1 + \frac{\left(\dfrac{1}{2}Z_1 + Z_T\right)Z_2}{\dfrac{1}{2}Z_1 + Z_T + Z_2}$$

$$Z_T = \frac{\dfrac{1}{4}Z_1^2 + \dfrac{1}{2}Z_1Z_T + \dfrac{1}{2}Z_1Z_2 + \dfrac{1}{2}Z_1Z_2 + Z_TZ_2}{\dfrac{1}{2}Z_1 + Z_T + Z_2}$$

semplificando questa espressione si ha:

$$Z_T = \sqrt{Z_1Z_2 + \frac{1}{4}Z_1^2}$$

Al cutoff si ha:

$$\frac{1}{4}Z_1^2 = -Z_1Z_2$$

$$\frac{1}{4}Z_1 = -Z_2$$

Sostituendo i valori di fig. 18b si ha:

$$\frac{1}{4}\,2\pi f_{co}L = -\frac{1}{2\pi f_{co}C}$$

da cui:

$$f_{co} = \frac{1}{\pi\sqrt{LC}}$$

Fig. 16 - Curve che illustrano il funzionamento di un amplificatore a risonanza.

ma poichè

$$C = \frac{k}{\sqrt{V}}$$

si ha infine:

$$f_{co} = \frac{R\sqrt[4]{V}}{\pi\sqrt{L}} \qquad [23]$$

Perciò una variazione nella tensione di polarizzazione nel rapporto 1 : 5 farebbe aumentare la più alta frequenza trasmessa di circa il 50%. Con il varicap possono essere anche costruiti altri tipi di filtro passa basso, passa alto o passa banda.

14. - MISURE TECNICHE.

Sui varicap sono state eseguite molte misure usando un misuratore RX Boonton modello 250 A, un misuratore di impedenza della General Radio Tipo 821 A, un misuratore LC Tektronix modello 130, e vari altri strumenti. Poichè la misura della resistenza di perdita e della tensione massima di lavoro sono del tutto intuitive, noi descriveremo qui solo le misure di capacità e del Q.

Un metodo semplice per avere letture di capacità abbastanza accurate è quello di usare il misuratore LC della Tektronix Modello 130, con una alimentazione di polarizzazione esterna. Questo strumento può leggere capacità da 3 a 3000 pF a 150 kHz. La polarizzazione del varicap si ottiene variando opportunamente l'alimentazione esterna. Lo strumento funziona misurando il cambiamento della frequenza di risonanza di un circuito oscillante, quando si aggiunga ad esso il varicap. Durante questa misura si applica ai capi del varicap una tensione alternata che può arrivare fino ad 1 volt. Poichè la caratteristica capacità-tensione non è lineare questa tensione alternata fà si che lo strumento misura una capacità leggermente più alta di quella effettiva del varicap. L'errore totale generalmente è inferiore al 5% perciò lo strumento da un semplice ed efficente metodo per la misura della capacità.

Per misurare la rettanza del varicap si può usare il misuratore RX Boonton modello 250 A, con il quale si può determinare la resistenza equivalente in parallelo e la reattanza in parallelo di un circuito a due terminali, per frequenze fra i 0,5 e i 250 MHz. Lo strumento consiste di un ponte di Schering

Fig. 17 - Amplificatore con capacità variabile a varicap.

Fig. 18 - Cellula a T controllata con la tensione.

con i relativi oscillatori, amplificatore, indicatore di zero e alimentatore.

L'equilibrio del ponte, che si rileva con l'indicatore di zero, si ottiene manovrando due commutatori calibrati che danno direttamente il valore della resistenza equivalente in parallelo e della capacità dell'elemento sotto misura.

Questo strumento in pratica non fa che trasformare il circuito equivalente in serie del Varicap di fig. 19*a* in quello in parallelo di fig. 19*b*. La resistenza equivalente in parallelo R_p non ha altro significato reale che quello di essere una misura della grandezza della resistenza in serie R_s. Il valore di R_s si può determinare nel modo seguente:

$$R_s = \frac{R_p}{1 + R_p^2 \omega^2 C^2} \qquad [24]$$

Più comodamente R_s può essere determinato facendo uso del diagramma di fig. 20, che è la rappresentazione de la equazione [24] per la frequenza 50 kHz. Conoscendo R_s si può determinare molto semplicemente il valore del fattore di merito Q.

$$Q = \frac{1}{\omega R_s C} \qquad [25]$$

La misura con tale strumento di C, di R_s e di Q sui varicap alimentati in serie, della Pacific Semiconductors, sono eseguite con una tensione di polarizzazione di 4 V.

In effetti il misuratore RX Boonton Mod. 250 usato dalla Pacific Semiconductors è stato modificato, allo scopo di rendere minimo l'errore dovuto alla grandezza della tensione di segnale, di allargare il campo di misura della capacità e di avere a disposizione una tensione di polarizzazione variabile.

Il primo obiettivo è stato raggiunto abbassando il livello della tensione a radio frequenza a circa 50 mV, riducendo il livello di uscita dell'oscillatore. Ciò si è ottenuto alimentando l'oscillatore attraverso un potenziometro da 50 kΩ riducendo con ciò la tensione applicata alla placca del tubo oscillante.

Gli altri due obbiettivi, e cioè la estensione del campo di misura di C e la tensione di polarizzazione variabile per il varicap, sono stati raggiunti con il dispositivo schematizzato in figura 21.

Il partitore di tensione sulla batteria fornisce una tensione variabile ai capi del varicap, tensione che è controllata mediante il volmetro a valvola V. L'induttanza L, che ha lo scopo di spostare la posizione dello zero del ponte verso la fine della scala del C, viene determinato dalla espressione:

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 \sqrt{C}} \qquad [26]$$

dove:

C = valore massimo della capacità che deve essere misurata,

f = frequenza alla quale la misura viene eseguita.

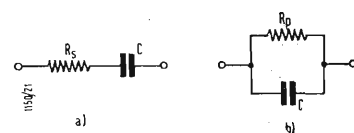



Fig. 19 - Trasformazione del circuito equivalente serie di un varicap in un circuito equivalente parallelo.

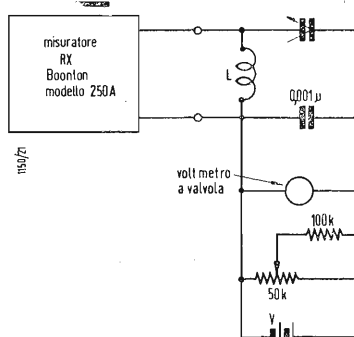



Fig. 21 - Dispositivo di misura per il C e R_p di un varicap.

Per una C = 100 pF e f = 50 MHz, l'induttanza L diventa 0,1 μH, e tale è il valore usato nelle prove dei produzione dei varicap. Con queste modifiche il Boonton Mod. 250 A si è dimostrato uno strumento utilissimo per le misure di C e di R_p dei varicap.

Un altro strumento che è stato impiegato con successo è il misuratore di impedenza della General Radio Tipo 821 A. Questo strumento trasforma, agli scopi della misura, un circuito a due terminali nelle sue componenti di ammettenza in parallelo: suscettanza e conduttanza. Il campo di frequenza va da 470 kHz a 30 MHz. I commutatori dello strumento, tuttavia sono calibrati direttamente in termini di capacità e di resistenza. Tale strumento è un ottimo dispositivo per le misure di C, R_s e Q, ed è particolarmente pregiato perchè ha un campo di misura della C che si estende fino a 100 pF.

Fig. 20 - Resistenza in parallelo in funzione della resistenza in serie a 50 MHz.

15. - CONCLUSIONI.

Il varicap presenta molti vantaggi nei rispetti dei tubi a reattanza, dei condensatori variabili meccanici e dei condensatori al titanato di bario.

Con questo nuovo elemento si ottiene una notevole riduzione di dimensioni e di peso, ottima riproducibilità e una grande stabilità della capacità rispetto alle variazioni di temperatura. Nei confronti dei tubi a reattanza il varicap è più piccolo e leggero, non ha filamenti e non richiede quindi il circuito per il loro riscaldamento, funziona a frequenze molto più alte, è molto più riproducibile e non richiede l'impiego di zoccoli, schermi e di tutti gli altri accessori dei tubi a vuoto. Il varicap può essere controllato a distanza meglio e con meno complicazioni di un condensatore variabile meccanico, ed ha un funzionamento molto più rapido di quest'ultimo. Nei confronti dei condensatori al titanato di bario che sono molto sensibili alla temperatura il varicap presenta il grandissimo vantaggio che, nella maggior parte del suo campo di funzionamento, la capacità è praticamente insensibile alla variazioni di temperatura.

La disponibilità sul mercato di varicap con caratteristiche controllabili non solo offre ai progettisti un sostituto più vantaggioso di altri dispositivi già esistenti, ma anche un nuovo elemento di progetto in grado di ampliare gli orizzonti dei circuiti elettronici.

16. - BIBLIOGRAFIA.

[1] Marchio di fabbrica: Pacific Semiconductors Inc.

[2] GIACOLETTO e O' CONNEL: *A Variable - Capacitance Germanium Junction Diode for UHF*. RCA Review. Marzo 1956, pp. 68-85.

[3] PAU e RAMANUS: *Automatic - Frequency Control of Television Receivers using Junction Diodes*. Transistors I, pp. 598-608.

[4] *Capacitance Measurements on Alloyed Indium - Germanium Junction Diodes*. Journal of Applied Physics. Decembre 1955, pp. 1514-17.

[5] W. SHOCKLEY: *Electrons and Holes in Semiconductors*. Van Nostrand - New York, 1950. Sec. 4, 2.

[6] F. E. TERMAN: *Radio Engineers' Handbook*. Mc Graw Hill. New York, 1943, p. 46.

[7] S. L. MILLER: *Ionization Rates for Holes and Eletrons in Silicon*. The Physical Review - Febbraio 1957, p. 1248.

[8] E. O. KEIZER: *A Carrier - Energized Bistable Circuit Using Variable - Capacitance Diodes*. RCA Review. Dicembre 1957, pp. 475-85.

[9] F. DILL e L. DEJAN: *Semiconductors Capacitance Amplifier*. 1956 IRE Convention Record. Part. 3. pp. 172-4.

(dott. Idalgo Macchiarini)

La Polytechnic Co. Rappresentata in Italia

La Ditta Ing. S. & Dr. Guido Belotti di Milano ha recentemente assunto la rappresentanza della Polytechnic Research & Development Co., Inc. di Brooklyn 1, N.Y., U.S.A.

Tra gli strumenti prodotti dalla Polytechnic vengono ora presentati un frequenzimetro eterodina di precisione, tipo 504, progettato per la misura di frequenze nel campo da 100 a 10.000 MHz.

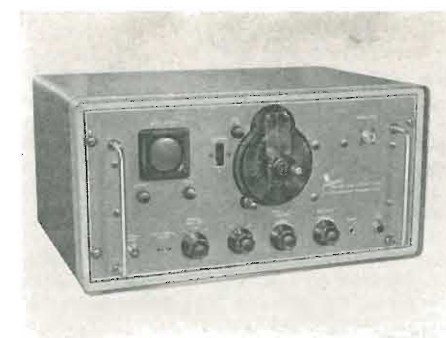
Lo strumento è particolarmente utile per misure di precisione nel campo delle microonde dove sono richieste accuratezza e larga banda. Esso può sostituire tutta una serie di ondametri a cavità aventi ciascuno una ristretta copertura di banda. Il frequenzimetro tipo 504 della Polytechnic è di uso più facile di analoghi strumenti eterodina, grazie a un nuovo quadrante di interpolazione ed ha una eccellente precisione.

Al connettore di ingresso RF è costantemente disponibile un segnale di frequenza esattamente nota.

In funzionamento, il segnale da misurare viene portato a battimenzo zero con una adatta armonica dell'oscillatore eterodina che copre la banda 500 ÷ 900 MHz.

Il segnale risultante viene trasferito attraverso un amplificatore video ad alto guadagno e larghezza di banda di 1 MHz ad un tubo a raggi catodici per una rappresentazione video e a una coppia di cuffie per ascolto audio.

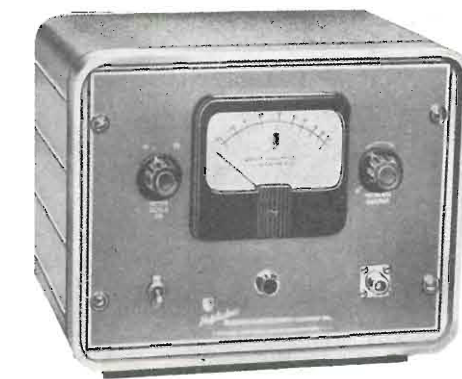
Un circuito di taratura a cristallo consistente in un calibratore a quarzo termo-regolato di 5 MHz e in un generatore a quarzo di 50 MHz e del generatore di armoniche associato, fornisce segnali di taratura ogni 5 o 50 MHz.

La frequenza dell'eterodina è leggibile direttamente su una scala graduata, tarata a mano sui punti di taratura a 5 MHz, ciò

che consente, in tali punti, una incertezza del 0,002 %. La precisione di interpolazione è superiore allo 0,03 % tra due punti di taratura a 5 MHz. La ripetibilità delle misure è superiore allo 0,02 %.

La sensibilità a 100 MHz è di 5 dBm, oltre 500 MHz di 30 dBm.

* * *

Il secondo strumento presentato è un generatore di rumore VHF-UHF per misure dirette di amplificatori RF e ricevitori operanti tra 30 e 1.000 MHz. Si possono eseguire misure di rumore tra 0 e 20 dB o più.

Un diodo coassiale montato in una linea coassiale di 50 Ω terminata genera la potenza di rumore bianco applicabile al ricevitore o all'amplificatore sotto misura. La potenza di rumore in uscita è resa funzione della corrente nel diodo, che può essere variata mediante comando frontale che controlla la tensione di accensione del filamento del diodo.

La lettura del fattore di rumore viene effettuata direttamente, attraverso la lettura della corrente del diodo, con la tecnica del raddoppiamento della potenza di rumore del ricevitore o dell'amplificatore.

La precisione della misura del fattore di rumore eseguita con il tipo 904 della Polytechnic è limitata principalmente dalla riduzione del rumore generato, dovuta al tempo di transito e al R.O.S. residuo nella impedenza di uscita. Vengono fornite opportune curve di correzione.

Il connettore di uscita è del tipo N jack 50 Ω.

(index)

Il programma di addestramento dell'equipaggio del « Savannah ».

Nell'ambito di un programma annunciato recentemente dal Governo statunitense per l'addestramento dell'equipaggio del primo mercantile a propulsione nucleare del mondo « Savannah », la Commissione americana per l'Energia Atomica e l'Ente per la Marina Mercantile provvederanno all'addestramento di un comandante e di 16 ufficiali di macchina che saranno addetti al funzionamento dell'apparato motore della nuova unità, presso la Babcock Wilcox Co. di New York.

Dal canto suo, la States Marine Lines, che gestirà la nave in base ad un contratto recentemente concluso con il Governo americano, provvederà ad assegnare elementi del suo personale navigante all'addestramento specializzato.

Nel frattempo, in occasione di un recente convegno svoltosi a Washington, il vice-direttore della divisione atomica della Babcock & Wilcox, John Landis, ha dichiarato che « la progettazione e la costruzione dell'apparato nucleare della prima nave mercantile nucleare « Savannah » procedono secondo i tempi fissati all'atto della firma del contratto ».

« La progettazione del reattore — egli ha soggiunto — è stata largamente influenzata dall'obiettivo di una lunga durata della reattività del nucleo ». In considerazione del progetto, che prevede 1230 giorni di funzionamento in condizioni normali per il combustibile, l'autonomia consentita dal primo nucleo del reattore potrebbe essere di circa 500.000 miglia.

(electron)

Oltre 3.500.000 kWh di elettricità prodotta dalla SRE a Santa Susana distribuita alle utenze private in luglio

La sezione Atomic International della North American Aviation ha annunciato che la centrale elettronucleare sperimentale al sodio (SRE) di Santa Susana ha prodotto complessivamente nel mese di luglio oltre 3.500.000 kWh di elettricità, che è stata immessa nella rete di distribuzione della zona.

Il reattore nucleare al sodio è in funzione dal 18 luglio praticamente al massimo regime termico di 20.000 kW. Il calore prodotto è utilizzato dalla Southern California Edison Company per generare elettricità ad un regime di 6.000 kW.

Scopo del reattore è di dimostrare la possibilità di costruire impianti elettronucleari su vasta scala con l'impiego di reattori moderati a grafite e raffreddati a sodio.

Il sodio, che serve a rimuovere il calore sviluppato dalla fissione nucleare, consente il funzionamento del reattore a bassa pressione ed a alta temperatura, secondo le condizioni richieste dalle moderne turbine a vapore. Il vapore raggiunge la temperatura di 400 °C, la più elevata che sia stata sviluppata sino adesso in un reattore nucleare.

Come è noto, l'impianto di Santa Susana è in funzione dal luglio 1957 per consentire la raccolta di dati ed esperienze utili per la costruzione di impianti maggiori, tra cui la centrale da 75.000 kW di potenza elettrica installata del Consumers Public Power District of Nebraska.

Numerosi gruppi industriali hanno dimostrato un notevole interesse per le esperienze in corso a Santa Susana con l'SRE. Nelle settimane scorse, anche una commissione dell'Azienda Elettrica Municipale di Torino, guidata dall'ing. Mario Brunetti, ha effettuato una lunga visita alla centrale sperimentale su invito della North American.

(electron)

In funzione l'ALPR, prototipo di reattore generatore aerotrasportabile.

È entrato in funzione nei giorni scorsi presso la Stazione Nazionale Collaudo Reattori di Idaho Falls (U.S.A.) il reattore Argonne a bassa potenza (ALPR), destinato a produrre elettricità e riscaldamento in basi militari dislocate in località remote.

Il nuovo reattore, costruito dal Laboratorio Nazionale Argonne per la Commissione americana per l'Energia Atomica (AEC), su specificazioni fornite dalle Forze Armate, costituisce il prototipo di un impianto elettronucleare da campo che può essere agevolmente avviato in una località remota d'impiego per mezzo di velivoli da trasporto. Esso è in grado di sviluppare un'energia termica di 3.000 kW, utilizzabile per la produzione di 260 kW di elettricità e di 400 kW di energia calorifica per il riscaldamento di uffici, caserme ed altri edifici.

Il reattore è destinato a funzionare per tre anni con una sola provvista di combustibile nucleare, consentendo quindi la massima autonomia ad installazioni militari in località remote.

Le parti che costituiscono l'ALPR possono essere facilmente trasportate a bordo di aerotrasporti dell'Aeronautica statunitense, dato che nessun componente del reattore supera il peso di 9.000 kg o l'ingombro di 6×2,7×2 m. Altra caratteristica di rilievo è data dal fatto che l'impianto abbisogna di un quantitativo ridotto di acqua, in quanto impiega un condensatore raffreddato ad aria in luogo di quelli ad acqua normalmente adottati in impianti del genere.

Analogamente al reattore trasportabile di Fort Belvoir, questo nuovo impianto potrà essere utilizzato in seguito per la realizzazione di piccole centrali elettronucleari civili da installare in regioni rurali o in paesi in fase di sviluppo.

È appunto per questo motivo che ben 13 società private hanno risposto all'invito dell'AEC di provvedere al suo funzionamento a partire dal 1° gennaio 1959, cioè al termine delle operazioni preliminari che verranno effettuate da scienziati e tecnici governativi del Laboratorio Nazionale Argonne distaccati presso la Stazione di Collaudo dei Reattori nell'Idaho.

Tra i gruppi industriali che si sono offerti di provvedere al funzionamento dell'impianto e alle ricerche in vista del suo ulteriore perfezionamento figurano l'ACF Industrie Inc., l'Alco Products Inc. l'Atomics International, la Bendix Aviation, la Martin Company, la Westinghouse Electric Corporation, l'AMF Atomics Division dell'American Machine & Foundry Company.

La scelta dell'impresa cui sarà affidato il compito verrà effettuata da una speciale commissione istituita dall'AEC.

(electron)

Benzina « radioattiva » per lo studio delle incrostazioni carboniose nei motori a scoppio.

Un gruppo di scienziati della E. I. Du Pont de Nemours & Company ha ideato, dopo lunghe ricerche di laboratorio, un nuovo procedimento che consente di osservare senza soluzione di continuità, la formazione nella camera di scoppio dei motori di incrostazioni carboniose che finiscono per ridurre sensibilmente il rendimento degli autoveicoli.

Come è noto, l'esame delle modalità di formazione dei depositi nelle camere di combustione dei motori è piuttosto laborioso ed impreciso, dato che non vi è attualmente altra possibilità di accertamento che quella di procedere continuamente allo smontaggio completo della testata dei motori. Pertanto, l'eliminazione dai motori a scoppio dei dannosi depositi carboniosi, dovuti ad una combinazione dei residui di benzina e di olio bruciati nella combustione, con l'opportuna aggiunta di « additivi » nel carburante e nel lubrificante, potrà essere consentita soltanto da una diretta e continua osservazione del processo che porta alla formazione delle incrostazioni.

Gli scienziati della Du Pont hanno sostituito nel carburante adoperato per l'esperimento il comune piombo tetraetile, che serve a ridurre il fenomeno della detonazione nei motori, con piombo tetraetile radioattivo, l'esatta distribuzione dei sali di piombo radioattivo che vengono depositati sulla camera di scoppio e sulle valvole durante il funzionamento del motore di prova è stata accertata con contatori Geiger o su lastre sensibili alle radiazioni collocate in corrispondenza delle parti del motore maggiormente soggette al fenomeno.

Dai primi dati raccolti dagli scienziati, risulta che, contrariamente al previsto, i frammenti di incrostazioni che si distaccano durante il funzionamento del motore sono relativamente piccoli e che questo sfaldamento ha luogo incessantemente, compensando in parte la formazione di nuove incrostazioni.

(u.s.)

segnalazione brevetti

CIRCUITO COMPARATORE DELLA FASE DI DUE SEGNALI.
International Standard Electric Corporation a New York (S.U.A.). (3-1064)

PERFEZIONAMENTO AGLI APPARECCHI TELEVISIVI.
Turati Nino a Torino. (4-1500)

DISPOSITIVO ELETTROLUMINESCENTE PER LA PRODUZIONE DI IMMAGINI.
Sylvania Electric Products Inc. a New York (S.U.A.) (4-1500)

DISPOSIZIONE DELLE ANTENNE PER IMPIANTI RADAR, COMPRENDENTE UN RIFLETTORE ED UN IRRADIATORE PRIMARIO, SPOSTABILE IN UN PIANO PASSANTE PER IL FUOCO DEL RIFLETTORE.
Albiswerk Zurich A. G. a Zurigo (Svizzera) (5-1844)

MECCANISMO COMANDATO ELETTRICAMENTE A DISTANZA PER LA PRESELEZIONE DI FREQUENZE NEGLI APPARECCHI RADIOELETTRICI.
Fabbrica Apparecchiature per Comunicazioni Elettriche Standard a Milano. (5-1844)

MORSETTO DI SERRAGGIO PER DUE ELEMENTI TUBOLARI AD ASSI NON PARALLELI PARTICOLARMENTE PER ANTENNE DA TELEVISIONE.
Colombo Nino a Olgiate Olona (Milano). (5-1846)

CIRCUITO PER LA REGOLAZIONE A MANO DELLA FREQUENZA DI LINEA DEGLI OSCILLATORI (BASI DI TEMPI) DI LINEA SINUSOIDALE NEI TELEVISORI.
Condor TV Soc.a.r.l. a Milano. (5-1846)

SISTEMA PERMETTENTE LA VISIONE INDIRETTA, OSSIA LA RIFLESSIONE, DELL'IMMAGINE DI UN RICEVITORE DI TELEVISIONE.
Foglia Francesco a Torino. (5 1846)

DISPOSITIVO SINTONIZZATORE COMBINATO A PULSANTE, A RICERCA DI SEGNALE, ED A SINTONIZZAZIONE MANUALE PER RICEVITORI RADIO.
General Motors Corporation a Detroit Michigan (S.U.A.). (5 1847)

SISTEMA DI COLLAUDO PER APPARECCHI TELEVISIVI E APPARECCHIATURA RELATIVA.
Gobbato Giulio a Milano. (5-1847)

RICEVITORE TELEVISIVO A COLORI IN CUI LA TENSIONE DI SEGNALE DEI COLORI COMANDA LA VELOCITÀ DI ANALISI DI RIGA IN FUNZIONE DEL COLORE DEL PUNTO DELL'IMMAGINE VOLTA PER VOLTA DA RIPRODURRE.
Hazeltine Corporation a Little Neck New York (S.U.A.). (5-1847)

CIRCUITO PERFEZIONATO PER LA SEPARAZIONE DEI SEGNALI DI SINCRONISMO NEI RICEVITORI TELEVISIVI.
Magnadyne Radio a Torino. (5-1847)

PERFEZIONAMENTI DEGLI APPARECCHI DI TELEVISIONE.
Marconi's Wireless Telegraph Company Ltd. a Londra. (5-1847)

DISPOSITIVO DI ANALISI OTTICA, PARTICOLARMENTE PER TELEVISIONE.
Philips' Gloeilampenfabriken N. V. a Eindhoven (Paesi Bassi). (5-1847)

DISPOSITIVO TELEVISORE A VISIONE RIFLESSA.
Ponzi Gianfranco a Gallarate (Milano) (5-1847)

I Transistori nei Filtri di Livellamento (*)

I transistori a giunzione migliorano le caratteristiche di filtraggio negli alimentatori in cc a bassa tensione. L'uso dei transistori in tali applicazioni rende possibile l'impiego di condensatori e bobine di minori dimensioni, il che significa minor spazio, minor peso e quindi minor costo.

I TRANSISTORI a giunzione possono funzionare come trasformatori di impedenze, e questa loro proprietà li rende utilizzabili nei circuiti di filtraggio in corrente continua per migliorare le caratteristiche di spianamento ed eliminare la necessità di condensatori a bobine di grandi dimensioni e quindi di grande costo. Nel circuito che qui viene presentato il transistore è capace di fornire una corrente di 1 A altamente filtrata, con l'impiego di un normale ponte di raddrizzatori. La capacità totale di spianamento necessaria per ottenere le caratteristiche presentate è di solo 3500 μF, valore che è di circa 60 volte inferiore a quello usualmente necessario nei normali circuiti per ottenere le stesse caratteristiche.

La fig. 1 *a* mostra che l'impedenza di uscita di un transistore, nella configurazione con collettore a terra, è una funzione della impedenza del circuito di base. È perciò possibile controllare le condizioni esistenti nel circuito dell'emettitore (che è a bassa impedenza) operando sul circuito di base che ha una impedenza notevolmente più alta.

Nella figura 1*b* è rappresentato il circuito tipico di un transistore con collettore comune, in cui vi è tra collettore e base l'impedenza *Z*, mentre l'impedenza di uscita si ha fra emettitore e base.

Per tale connessione nel transistore l'impedenza di uscita, per scopi pratici, può essere espressa dalla equazione:

$$z_0 \cong z\,(1 - a)$$

Quando *a* è molto prossima all'unità, l'impedenza di uscita diventa estremamente piccola e una capacità *C* connessa fra base e collettore, avrà perciò lo stesso effetto di una capacità $C/(1-a)$ connessa fra collettore ed emettitore.

In figura 2 è rappresentato il circuito del filtro di spianamento con il transistore. La tensione all'uscita del raddrizzatore a ponte, tutt'onda, è di 4,1 V in corrente continua.

Ai capi del primo condensatore del filtro vi è una tensione di rumore di 0,18 V picco a picco.

Una riduzione notevole di questa tensione di rumore si può ottenere connettendo il carico del condensatore del transistore, con una corrente di 1 A c. c. che fluisce nel carico, si avrebbe una corrente di rumore di 0,017 A e una tensione di rumore 0,056 V picco a picco.

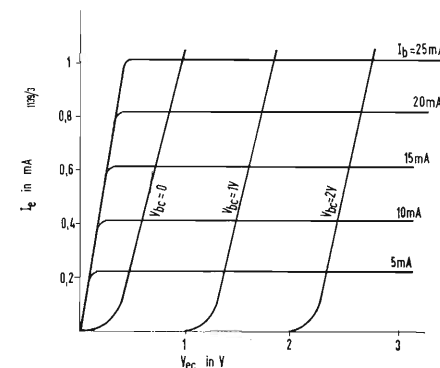



Fig. 1 *a* - Caratteristiche di uscita di un transistore a giunzione con collettore comune.

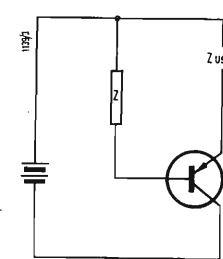



Fig. 1 *b* - Circuito base di un transistore con collettore comune.

filtro fra il collettore e la base del transistore a giunzione.

La corrente di base che è solo una piccola frazione della corrente dell'emettitore, è fornita da un filtro separato costituito da C_1 R_1 e C_2 R_2.

Aumentando la capacità totale fino a 40.000 μF la corrente e la tensione di rumore si riducono a 0,0046 A e 0,015 V, picco picco, rispettivamente.

Per ottenere delle prestazioni eguali a quelle del circuito con il transistore la capacità totale di filtraggio dovrebbe venire aumentata fino a circa 200.000 μF.

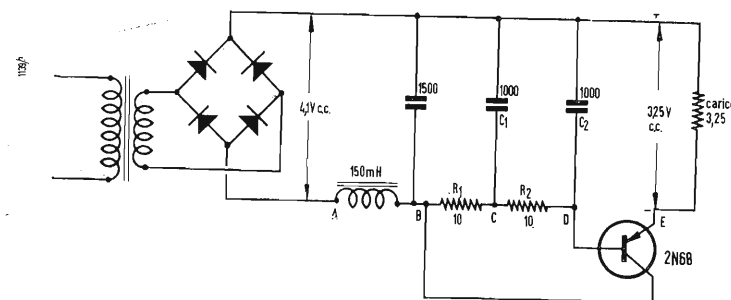



Fig. 2 - Circuito di spianamento a transistore che fornisce una corrente continua di 1 ampere, altamente filtrata, con un rettificatore a ponte.

Con una resistenza di carico da 3,25 Ω alimentata da 1 ampere di corrente continua, la corrente di rumore residua è di 0,0015 A picco a picco e la tensione di rumore è di 0,005 V, picco a picco.

La capacità totale di spianamento ammonta a 3500 μF. Usando la stessa bobina da 150 mH e la stessa capacità totale da 3500 μF, ma non usando il

Il circuito qui descritto è stato studiato per ottenere una corrente estremamente ben filtrata per la calibrazione di uno strumento con portata fino ad 1 A.

A.

(*) F. OAKES E. LAWSON, Transistor Filters Ripple, *Electronics e. e.*, Aprile 1958.

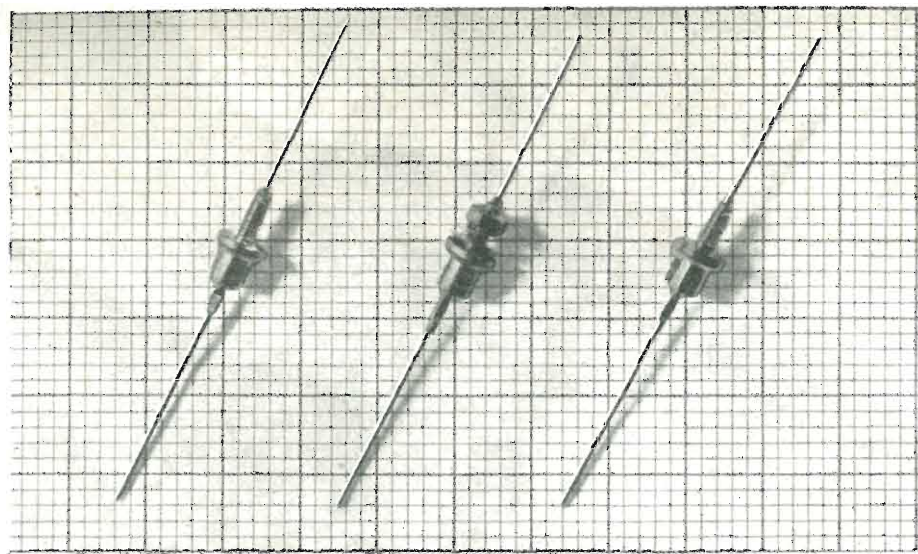



Fig. 1 - Fotografia dei raddrizzatori al silicio OA 210, OA 211 e OA 214.

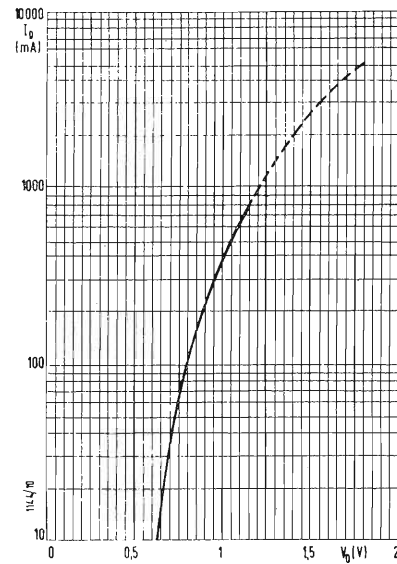



Fig. 3 - Caratteristica diretta.

OA 210, OA 211, OA 214 Raddrizzatori di Potenza al Silicio

I NUOVI raddrizzatori di potenza al silicio OA 210, OA 211 e OA 214 sono del tipo a giunzione in involucro metallico. Possono essere saldati direttamente agli altri componenti oppure possono essere fissati allo chassis mediante dado e rondelle (*).

La tensione inversa di cresta dei raddrizzatori OA 210, OA 214 e OA 211 è 400, 700 e 800 volt rispettivamente. I tipi OA 210 e OA 214 possono erogare una corrente massima di 500 mA ad una temperatura ambiente di 70 °C, mentre il tipo OA 211 può

Fig. 2 - Dati d'ingombro dei raddrizzatori OA 210, OA 211, OA 214. Dimensioni in mm. Il dado e le rondelle vengono forniti separatamente.

fornire una corrente massima diretta di 400 mA alla temperatura ambiente di 60 °C. Questi valori sono relativi al caso di raddrizzamento con carico capacitivo. Per il tipo OA 210 i valori indicati possono essere ottenuti senza l'impiego di alcun radiatore; per gli altri tipi, funzionanti con tensioni più elevate, è necessario un radiatore con superficie minima di 5 cm².

Le tensioni inverse di cresta cui abbiamo già accennato rendono i raddrizzatori particolarmente adatti per l'impiego in circuiti rettificatori con tensione di rete di 127, 220 e 250 volt e carico capacitivo: i valori di corrente che possono sopportare li indicano inoltre come la soluzione ideale per l'alimentazione dei ricevitori TV.

OA 210 - RADDRIZZATORE A GIUNZIONE AL SILICIO PER TENSIONE DI RETE DI 127 V.

1.1. - Valori massimi assoluti alla T_{amb} = 70 °C.

Tensione inversa
di cresta — V_{DM} = max. 400 V

Corrente diretta
di cresta (al massimo valore di cresta della tensione inversa) I_{DM} = max. 5 A
media (in un tempo di integrazione max. di 50 msec) I_D = max. 0,5 A

Temperatura
ambiente T_{amb} = max. 70 °C
d'immagazzinam. T_s = max. 150 °C
Condensatore di carico C = max. 200 µF
Resistenza del circuito R_t = min. 4 Ω (1)

1.2. - Dati caratteristici alla temperatura d'involucro di 125 °C.

(vedi curve delle figg. 3 e 4)

Corrente diretta I_D (mA)	*Tensione diretta* V_D (V)
10	0,64
100	0,8
500	1,05
Corrente inversa $-I_D$ (µA)	*Tensione inversa* $-V_D$ (V)
25	60
30	100
45	400

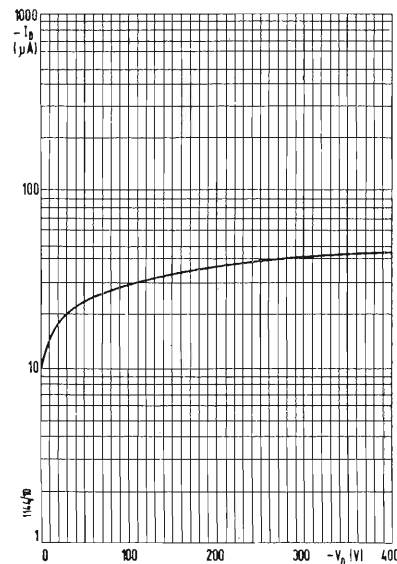



Fig. 4 - Caratteristica inversa dell'OA 210. Corrente inversa ($-I_D$) in funzione della tensione inversa ($-V_D$) per una temperatura dell'involucro di 125 °C.

(*) Dalla parte del raddrizzatore dove si trova la chiusura in vetro sporge un piccolo tubetto metallico in parte schiacciato per consentire il miglior contatto tra il filo di alluminio all'interno del raddrizzatore e il terminale esterno di rame. Questo tubetto non deve essere piegato altrimenti potrebbe danneggiarsi il filo di alluminio all'interno e quindi il raddrizzatore medesimo.

(1) Se tra le rette e il raddrizzatore è inserito un trasformatore si applica la formula seguente:

$$R_t = R_s + N' R_p + R_i$$

in cui:
R_s = resistenza di protezione richiesta; R_t = resistenza ohmica del secondario; N = rapporto di trasformazione; R_p = resistenza ohmica del primario; R_i = resistenza da aggiungere.

Fig. 5 - Curva di regolazione di tensione.

Fig. 6 - Curva di regolazione di tensione.

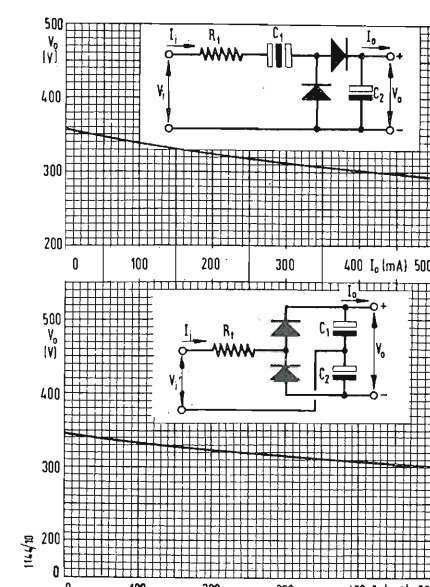



Fig. 7 - Curva di regolazione di tensione.

1.3. - Dati d'impiego.

Tensione d'ingresso V_i = 127 V_{eff}
Condensatore di carico C = 200 µF
Resistenza del circuito R_t = 4 Ω/7W
Corrente d'ingresso I_i = 1,3 A_{eff}
(per 500 mA all'uscita)

Per il circuito e per la curva di regolazione di tensione vedi fig. 5, (curva in alto).

Tensione d'ingresso V_i = 220 V_{eff}
Condensatore di carico C = 100 µF
Resistenza del circuito R_t = 7 Ω/14W
Corrente d'ingresso I_i = 1,4 A_{eff}
(per 500 mA all'uscita)

Per il circuito e per la curva di regolazione di tensione vedi fig. 5, (curva in basso).

Tensione d'ingresso V_i = 250 V_{eff}
Condensatore di carico C = 100 µF
Resistenza del circuito R_t = 8 Ω/16W
Corrente d'ingresso I_i = 1,4 A_{eff}
(per 500 mA all'uscita)

Per il circuito e per la curva di regolazione di tensione vedi fig. 6.

Tensione d'ingresso V_i = 127 V_{eff}
Condensatore C_1 C_1 = 200 µF
Condensatore C_2 C_2 = 200 µF
Resistenza del circuito R_t = 4 Ω/14W
Corrente d'ingresso I_i = 1,9 A_{eff}
(per 500 mA all'uscita)

Per il circuito e per la curva di regolazione di tensione vedi fig. 7, (curva in alto).

Tensione d'ingresso V_i = 127 V_{eff}
Condensatore C_1 C_1 = 200 µF
Condensatore C_2 C_2 = 200 µF
Resistenza del circuito R_t = 4 Ω/14W
Corrente d'ingresso I_i = 1,9 A_{eff}
(per 500 mA all'uscita)

Per il circuito e per la curva di regolazione di tensione vedi fig. 7, (curva in basso).

2. - OA 211 RADDRIZZATORE A GIUNZIONE AL SILICIO PER TENSIONE DI RETE DI 125 V.

2.1. - Valori massimi assoluti alla T_{amb} = 60 °C e con radiatore di superficie minima di 5 cm².

Tensione inversa
di cresta — V_{DM} = max. 800 V

Corrente diretta
di cresta (al massimo valore di cresta della tensione inversa) I_{DM} = max. 4 A
media (in un tempo di integrazione max. di 50 msec) I_D = max. 0,4 A

Fig. 8 - Curva di regolazione di tensione. La curva vale per le condizioni riportate al punto 2.3. di pag. 502 e si riferisce al rdadrizzatore OA 211.

Fig. 9 - Caratteristica inversa degli OA 211 e OA 214. Corrente inversa ($-I_D$) in funzione della tensione inversa ($-V_D$) alla temperatura dell'involucro di 125 °C.

Fig. 10 - Curva di regolazione di tensione. La curva vale per le condizioni riportate al punto 3.3. di pag. 502 e si riferisce al raddrizzatore OA 214.

Temperatura
ambiente T_{amb} = max. 60 °C
d'immagazzinam. T_s = max. 150 °C
Condensatore di carico C = max. 100 μF
Resistenza del circuito R_t = min. 8 Ω (1)

2.2. - Dati caratteristici alla temperatura dell'involucro di 125 °C.

(vedi le curve delle figg. 3 e 9)

Corrente diretta	*Tensione diretta*
I_D (mA)	V_D (V)
10	0,64
100	0,8
400	1,0
Corrente inversa	*Tensione inversa*
—Id (μA)	—V_D (V)
10	170
13	400
15	800

2.3. - Dati d'impiego.

Tensione d'ingresso V_i = 250 V_{eff}
Condensatore di carico C = 100 μF
Resistenza del circuito R_t = 8 Ω/11W
Corrente d'ingresso I_i = 1,2 A_{eff}
(per 400 mA all'uscita)

Per il circuito e per la curva di regolazione di tensione vedi fig. 8.

3. - OA 214 RADDRIZZATORE A GIUNZIONE AL SILICIO PER TENSIONE DI RETE DI 220 V.

3.1. - Valori massimi assoluti alla T_{amb} = 70 °C e radiatore di superficie minima di 5 cm².

Tensione inversa
di cresta — V_{DM} = max. 700 V
Corrente diretta
di cresta (al massimo valore di cresta della tensione inversa) I_{DM} = max. 5 A
media (in un tempo di integrazione max. di 50 msec) I_D = max. 0,5 A
Temperatura
ambiente T_{amb} = max. 70 °C
d'immagazzinam. T_s = max. 150 °C
Condensatore di carico C = max. 100 μF
Resistenza del circuito R_t = min. 7 Ω (1)

3.2. - Dati caratteristici alla temperatura dell'involucro di 125 °C.

(vedi le curve delle figg. 3 e 9)

Corrente diretta	*Tensione diretta*
I_D (mA)	V_D (V)
10	0,64
100	0,8
500	1,05
Corrente inversa	*Tensione inversa*
—I_D (μA)	—V_D (V)
25	40
50	280
65	700

3.3. - Dati d'impiego.

Tensione d'ingresso V_i = 220 V_{eff}
Condensatore di carico C = 100 μF
Resistenza del circuito R_t = 7 Ω/14W
Corrente d'ingresso I_i = 1,4 A_{eff}

Per il circuito e per la curva di regolazione di tensione vedi fig. 10 equivalente alla curva di regolazione di tensione di fig. 5 (curva in basso.) *(trigger)*

6EH5, 12EH5, 25EH5, 50EH5 - RCA - Pentodi di potenza.

La RCA presenta un gruppo di pentodi di potenza miniatura 7 piedini aventi una sensibilità di potenza particolarmente elevata. Essi differiscono unicamente per le caratteristiche di accensione e sono destinati agli stadi di uscita audio di amplificatori fonografici, radioricevitori ca/cc, ricevitori di TV e piccoli complessi di alta fedeltà.

In classe A_1 un singolo tubo della serie suddetta con tensione anodica di 110 V e di griglia schermo di 115 V, un segnale di 3 V picco audio sulla griglia controllo assicura una potenza massima di uscita di 1,4 W con una distorsione armonica totale del 7%.

Zoccolatura: 1 = g_3, k; 2 = g_1; 3 = f; 4 = f; 5 = g_1; 6 = g_2; 7 = a.

6021 - RCA - Doppio triodo medio mu.

È un doppio triodo della serie « premium » per impiego quale oscillatore e amplificatore per frequenze fino ai 400 MHz. Progettato per fornire buone prestazioni in condizioni di urto e vibrazioni questo tubo è particolarmente adatto per uso in apparati mobili e per aeroplani fino a quota di 18.000 m.

Caratteristiche medie, quale amplificatore classe A_1, per ciascuna sezione: tensione anodica = 100 V; polarizzazione catodica = 150 Ω; corrente anodica = 6,5 mA; fattore di amplificazione = 35; pendenza = 5,4 mA/V.

Zoccolatura: 1 = anodo del triodo 2; 2 = griglia del triodo 2; 3 = f; 4 = catodo del triodo 2; 5 = catodo del triodo 1; 6 = f; 7 = griglia del triodo 1; 8 = anodo del triodo 1. Il 6021 è un doppio triodo subminiatura con terminali flessibili lunghi circa 38 mm.

6655-A - RCA - Fototubo moltiplicatore.

Si tratta di una versione perfezionata del tipo 6655, adatta in particolare ad un impiego nei contatori a scintillazione. La risposta spettrale è compresa tra 3000 e 6500 angstrom, con un massimo attorno ai 4400 angstrom. Alimentato con 1000 V, il tubo presenta una sensibilità luminosa media di 50 ampere per lumen e una amplificazione di corrente di 0.9×10^6.

Strutturalmente comprende 10 stadi fotomoltiplicatori ad alta emissione secondaria.

6814 - RCA - Triodo a medio mu.

Come il 6021 è un tubo subminiatura con otto terminali flessibili. Esso è studiato per una serie di diverse applicazioni in calcolatori elettronici compatti, particolarmente adatto per uso in amplificatori di impulsi, invertitori, trasformatori catodici di calcolatori elettronici di tipo numerico ad alta velocità.

Capace di resistere ad urti e vibrazioni può essere impiegato fino a quote di 24.000 m senza pressurizzazione.

Caratteristiche medie, quale amplificatore in classe A_1: tensione anodica = 100 V; polarizzazione catodica = 150 Ω; corrente anodica = 10 mA; fattore di amplificazione = 29; pendenza = 4,8 mA/V.

Zoccolatura: 1 = g; 2 = non connesso; 3 = f; 4 = non connesso; 5 = k; 6 = f; 7 = non connesso; 8 = a.

Transistore al Germanio per Alta Frequenza

Fig. 1 - Fotografia di alcuni OC 170.

Un importante contributo all'applicazione del transistori nel campo delle alte frequenze è stato apportato dai laboratori di ricerche Philips. Essi sono riusciti a mettere a punto un metodo che consente di ottenere distanze ridottissime fra le giunzioni; presupposto indispensabile per la realizzazione di transistor adatti per l'impiego alle alte frequenze. Questa nuova realizzazione si basa sull'applicazione simultanea dei due noti processi « per lega e per diffusione ». Il tipo OC 170, la cui produzione in serie è già iniziata, rappresenta il primo esemplare fabbricato con questa nuova tecnica. Le caratteristiche più salienti dell'OC 170 sono rappresentate dalla *frequenza di taglio*, che è intorno ai 70 MHz dalla *capacità del collettore* che ha un valore medio di 1,8 pF. Tali caratteristiche ne consentono l'impiego sia nello stadio convertitore-oscillatore per onde corte sia negli stadi di media frequenza dei ricevitori FM.

Possiamo sottolineare il fatto che il comportamento del transistore alle frequenze più elevate è tale da consentire un ottimo impiego anche in circuiti a 6 V.

Un altro tipo di transistore con una frequenza di taglio ancora più elevata è in fase di avanzato sviluppo.

0. - GENERALITÀ.

È risaputo quanto notevoli siano le difficoltà tecniche che si incontrano nel fabbricare transistori a giunzione per lega quando si vuole oltrepassare la frequenza di taglio di 20 MHz; ciò è da ricercarsi nel fatto che è particolarmente difficile mediante il processo « per lega » rendere molto sottile lo strato della base con procedimenti che possono permettere la produzione in serie dei transistori. Il processo « per diffusione » ha un andamento lento e consente facilmente la realizzazione di strati molto sottili anche perchè può essere controllato molto accuratamente mediante opportuna scelta dei tempi e delle temperature di lavorazione.

In seguito al processo di diffusione si crea un gradiente di impurità nello strato che andrà a formare la base del transistore. Tale gradiente, provocando « l'effetto drift », servirà a migliorare la frequenza di taglio.

Inoltre il processo « per diffusione » offre la possibilità di ottenere una capacità di collettore molto piccola contemporaneamente ad una bassa resistenza di base.

Il problema infine di « legare » la giunzione dell'emettitore sopra questo sottilissimo strato ottenuto per diffusione viene risolto facendo avvenire contemporaneamente il processo di lega e quello di diffusione.

0.1. - Costruzione dei transistori Philips « a lega e diffusione ».

Come appare dallo schema qui sotto, la costruzione dell'OC 170 differisce completamente da quella dei transistori a lega. Il transistore viene costruito su di una particella di germanio del tipo P sulla quale vengono poste due sferette metalliche. La sferetta B contiene soltanto impurità del tipo N, mentre la sferetta E contiene impurità sia del tipo N che del tipo P.

Quando questo insieme viene portato ad una certa temperatura, il germanio comincerà a sciogliersi fino a formare una soluzione satura con le sferette fuse; mantenendo questa temperatura per un certo tempo, si verifica il fenomeno di diffusione delle impurità contenute nelle sferette B ed E, ossia queste impurità penetrano nel germanio solido sottostante. Tuttavia l'elemento usato come impurità di tipo P nella sferetta E ha una costante di diffusione così bassa, in altre parole, penetra così lentamente nel germanio solido, che la sua diffusione risulta trascurabile.

L'impurità di tipo N contenuta nelle sferette E e B ha una costante di diffusione molto più elevata. Questi atomi, dalle sferette fuse penetrano nel germanio solido e formano uno strato di tipo N al di sotto delle sferette stesse. Una diffusione parziale ha luogo inoltre anche per la presenza di gas nell'atmosfera del forno con il risultato che anche la superficie libera del cristallo di germanio viene ricoperta da un sottile strato del tipo N.

Dopo questa fase del processo avviene il raffreddamento dell'insieme che causa la precipitazione del germanio sotto forma di uno strato cristallino, come nel normale processo « a lega ».

Lo strato ricristallizzato della sferetta E contiene molti atomi di impurità del tipo P e quindi si può considerare come uno strato di germanio P. Lo strato ricristallizzato delle sferette B è naturalmente del tipo N in quanto non vi sono presenti altri tipi di impurità. Così che esso, unitamente allo strato diffuso di tipo N, dà luogo ad una giunzione non rettificatrice.

Dopo di che si provvede alla depurazione per attacco chimico ed al collegamento dei terminali.

0.2. - Alcune proprietà dei transistori a lega e diffusione.

Elenchiamo brevemente alcune tra le più importanti caratteristiche dei transistori « a lega e diffusione »:

1) Possibilità di ridurre lo spessore dello strato diffuso N della base all'ordine di pochi micron. Ciò significa che il tempo di transito delle « cavità » iniettate dall'emettitore verso il collettore, può essere molto breve.

2) Concentrazione delle impurità nella base, non omogenea ma decrescente dall'emettitore verso il collettore con conseguente effetto « drift » che riduce ulteriormente il tempo di transito. Grazie allo strato di basse molto sottile e alla presenza di questo « effetto drift » la frequenza di taglio del transistore è molto elevata e, per il tipo OC 170, è 70 MHz.

3) Basso valore della capacità collettore-base: 1,8 pF con V_{CB} = — 6 V. Essa è formata principalmente dalla capacità dello strato di svuotamento « depletion layer » della giunzione base collettore. Per un dato valore della tensione di collettore lo spessore di questo strato, e quindi la capacità, è fun-

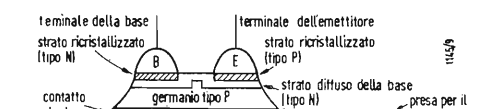



Fig. 2 - Disposizione schematica interna dello OC 170.

zione principalmente della resistività del germanio del collettore. Nel progetto di transistori a lega e a diffusione è possibile assegnare alla resistività specifica del germanio del collettore un valore elevato paragonato a quello della resistività del collettore di un normale transistore a lega. Questo fatto, oltre alle dimensioni molto ridotte dei transistori a lega e a diffusione fa sì che la capacità del collettore risulti molto bassa.

4) Bassa resistenza di base. Praticamente tutti i parametri di un transistore (transconduttanza, fattore di reazione, ammettenza d'ingresso e di uscita ecc....) dipendono in maggior o minor misura dalla resistenza di base la quale deve perciò avere un valore molto basso.

Siccome la concentrazione delle impurità nello strato della base di un transistore a lega ed a diffusione è alta in prossimità della giunzione dell'emettitore, ne consegue che malgrado tale strato sia molto sottile, la resistenza di base è bassa. Esistono vari modi per definire e misurare la resistenza di base. La cosiddetta resistenza di base di reazione dell'OC 170, misurata alla frequenza di 3 MHz, è approssimativamente 40 Ω.

1. - DATI TECNICI DELL'OC 170.

1.1. - Dati d'ingombro.

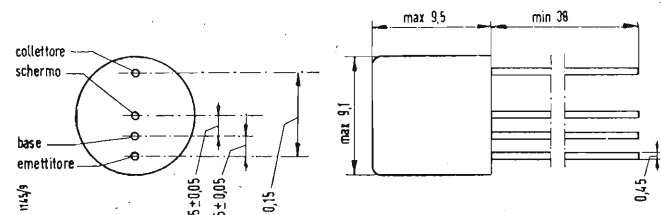



Fig. 3 - Dimensioni in mm dell'OC 170.

1.2. - Dati termici.

Aumento della temperatura alla giunzione, (transistore in aria libera da 0-55 °C) K = max. 0,5 °C/mW

1.3. - Valori massimi assoluti.

Collettore

tensione riferita alla base		
continua	$-V_{CB}$	= max. 20 V
di cresta	$-V_{CBM}$	= max. 20 V
corrente		
continua	$-I_C$	= max. 10 mA
di cresta	$-I_{CM}$	= max. 10 mA
dissipazione alla T_{amb} = 45 °C	PC	= max. 60 mW

Emettitore

tensione riferita alla base		
continua	$-V_{EB}$	= max. 0,5 V
di cresta	$-V_{EBM}$	= max. 0,5 V
corrente		
continua	I_E	= max. 10 mA
di cresta	I_{EM}	= max. 10 mA

Temperatura

alla giunzione	T_J	= max. 75 °C
d'immagazzinamento	T_s	= min. —55 °C; max. +75 °C

1.4. - Dati caratteristici alla temperatura ambiente di 25 °C.

Circuito con base a massa

Corrente di collettore, misurata con $-V_{CB}$ = 6 V; I_E = 0 V.	$-I_{CBO}$ =	2 μA
Tensione di rottura del collettore (tensione collettore/base con $-I_C$ = 50 μA; emettitore aperto)	$-V_{CB}$ = min.	20 V
Tensione di rottura dell'emettitore (tensione emettitore/base con $-I_E$ = 50 μA; collettore aperto)	$-V_{EB}$ = min.	0,5 V
Frequenza di taglio del coefficiente di amplificazione di corrente, misurata con $-V_{CB}$ = 6 V; I_E = 1 mA	f_{ab} = media / min.	70 MHz / 40 MHz

Circuito con emettitore a massa

con $-V_{CE}$ = 6 V; I_E = 1 mA

corrente di base	$-I_B$ =	20 μA
tensione di base	$-V_{BE}$ =	0,3 V
Fattore di amplificazione di corrente, uscita in corto circuito, misurato con $-V_{CE}$ = 6 V; I_E = 1 mA; f = 1 kHz	h_{fe} =	80

Fattore di fruscio, misurata con

a) $-V_{CE}$ = 6 V; I_E = 1 mA; R_g = 500Ω; f = 1000 Hz	F =	25 dB
b) $-V_{CE}$ = 6 V; I_E = 1 mA; R_g = 200Ω; f = 0,45 MHz	F =	4 dB
c) $-V_{CE}$ = 6 V; I_E = 1 mA; R_g = 150Ω; f = 10,7 MHz	F =	5 dB

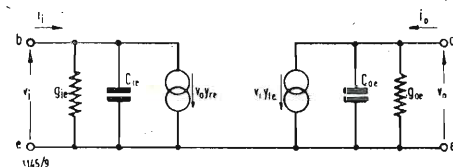



Fig. 4 - Circuito equivalente del transistore.

1.5. - Parametri per segnali deboli del circuito equivalente di fig. 4.

a) Misurati con $-V_{CE}$ = 6 V; I_E = 1 mA; f = 0,45 MHz

conduttanza d'ingresso	g_{ie} =	0,5 mA/V
capacità d'ingresso	C_{ie} =	90 pF
conduttanza di reazione	$-g_{re}$ =	0,1 μA/V
capacità di reazione	$-C_{re}$ =	1,8 pF
ammettenza di trasferimento (valore assoluto)	$\|Y_{fe}\|$ =	36 mA/V
conduttanza d'uscita	g_{oe} =	1 μA/V
capacità d'uscita	C_{oe} =	5 pF
massimo guadagno in potenza alla f = 0,45 MHz con circuito neutralizzato	G_a =	57 dB (1)

b) Misurati con $-V_{CE}$ = 6 V; I_E = 1 mA; f = 10,7 MHz

conduttanza d'ingresso	g_{ie} =	3 mA/V
capacità d'ingresso	C_{ie} =	65 pF
conduttanza di reazione	$-g_{re}$ =	20 μA/V
capacità di reazione	$-C_{re}$ =	1,6 pF
ammettenza di trasferimento (valore assoluto)	$\|Y_{fe}\|$ =	30 mA/V
angolo di fase dell'ammettenza di trasferimento	Φ_{fe} =	—30 °
conduttanza d'uscita	g_{oe} =	60 μA/V
capacità d'uscita	C_{oe} =	4,5 pF
massimo guadagno in potenza alla frequenza di 10,7 MHz con circuito neutralizzato	G_a =	31 dB (1)

(1) Il guadagno in potenza massimo viene definito da:

$$G_a = \frac{|Y_{fe}|^2}{4\, g_{ie}\, g_{oe}}$$

Fig. 5 - Schema elettrico del convertitore autooscillante: R_1 = 10 kΩ; R_2 = 1,8 kΩ; R_3 = 1,2 kΩ; R_4 = 56 Ω; R_L = 1600 Ω; $C_1 = C_3$ = 35 ÷ 280 pF: variabile; $C_2 = C_4$ = 2 ÷ 8 pF: trimmer; $C_5 = C_6$ = 2,2nF: ceramico; C_7 = 39 pF: ceramico; C_8 = 220 pF: ceramico; Il terminale dello schermo dell'OC 170 è collegato a terra.

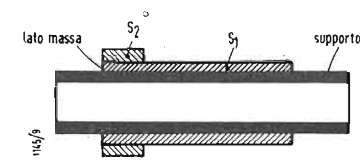



Fig. 6 - Bobina di antenna.

Fig. 7 - Bobina dell'oscillatore.

2. - FUNZIONAMENTO TIPICO COME CONVERTITORE AUTOOSCILLANTE PER ONDE CORTE NELLA BANDA DA 6 MHz A 16 MHz (19 m - 50 m).

Tensione continua collettore/emettitore	$-V_{CE}$ =	7,8 V
corrente continua dell'emettitore	I_E =	1 mA
Tensione dell'oscillatore (emettitore/massa)		
alla frequenza di 6 MHz	V_{osc} =	0,13 V
alla frequenza di 16 MHz	V_{osc} =	0,23 V
Guadagno di conversione (2)		
alla frequenza di 6 MHz (appross.)	G_c =	25 dB
alla frequenza di 16 MHz (appross.)	G_c =	20 dB

2.1. - Bobine di antenna (costruzione vedi fig. 6).

S_1 = 23 spire Cu smaltato 0,8 avvolto su supporto con diametro 10 mm.
Induttanza 2,5 μH.
Q (senza carico): 110.

S_2 = 3 spire Cu smaltato 0,25, avvolto sopra S_1.

2.2. - Bobina dell'oscillatore (costruzione vedi fig. 7).

S_3 = 21 spire Cu smaltato 0,8, avvolto su supporto con diametro 10 mm.
Induttanza: 2,15 μH.
Q (senza carico): 100 alla frequenza di 6 MHz.
100 alla frequenza di 15 MHz.

S_4 = 6 spire Cu smaltato 0,25, avvulto su S_3, lato massa.
S_5 = 2 spire Cu smaltato 0,25, avvolto su S_3, lato massa.
S_6 = 6 spire, Cu smaltato 0,25.

2.3. - Trasformatore di FI.

S_7 = 0,55 mH.
Q (senza carico) = 160.
Rapporto di trasformazione S_7/S_8 = 11,6/1.

3. - FUNZIONAMENTO TIPICO COME CONVERTITORE AUTOOSCILLANTE NELLA BANDA DA 15 MHz A 25 MHz (12 - 20 m).

Tensione continua collettore/emettitore	$-V_{CE}$ =	7,8 V
corrente continua dell'emettitore	I_E =	1 mA
Tensione dell'oscillatore (emettitore/massa)		
alla frequenza di 15 MHz (appross.)	V_{osc} =	0,3 V
alla frequenza di 25 MHz (appross.)	V_{osc} =	0,2 V
Guadagno di conversione (2)		
alla frequenza di 15 MHz	G_c =	10 dB
alla frequenza di 25 MHz	G_c =	8 dB

Fig. 8 - Schema elettrico del convertitore autooscillante. R_1 = 10 kΩ; R_2 = 1,8 kΩ; R_3 = 1,2 kΩ; R_4 = 47 Ω; R_L = 1600 Ω; $C_1 = C_3$ = 55 ÷ 180 pF: variabile; $C_2 = C_4$ = ; 3 ÷ 25 pF: trimmer; C_5 = 2,2 nF: ceramico: $C_6 = C_8$ = 220 pF: ceramico; C_7 = 47 pF ceramico. Lo schermo dell'OC 170 è collegato a massa.

Fig. 9 - Schema elettrico di uno stadio di un amplificatore di FI composto di altri 4 stadi identici funzionanti alla frequenza di 10,7 MHz.
R_1 = 5,6 kΩ; R_2 = 22 kΩ; R_3 = 1,5 kΩ; R_4 = 1,5 kΩ; R_s = 5,6 kΩ; R_L = 100 Ω; $C_1 = C_6$ = 82 pF; $C_2 = C_7$ = 470 pF; $C_3 = C_8$ = 25 pF; C_4 = 2,2 nF; C_5 = 2,2 nF; $S_1 = S_2$ = 2,47 μH; Q (senza carico) = 100; Q (con carico) = 35. Lo schermo dell'OC 170 è collegato a massa.

3.1. - Bobine di antenna (costruzione vedi fig. 6).

S_1 = 8 spire Cu smaltato 0,8, avvolto su supporto con diametro 10 mm.
Induttanza: 0,64 μH.
Q (senza carico): 105 alla frequenza di 15 MHz.
125 alla frequenza di 25 MHz.

S_2 = 1 spira Cu smaltato 0,25, avvolto su S_1.

3.2. - Bobine dell'oscillatore (costruzione vedi fig. 7).

S_3 = 7,5 spire Cu smaltato 0,8, avvolto su di un supporto con diametro 10 mm.
Induttanza: 0,58 μH.

S_4 = 4 spire Cu smaltato 0,25.
S_6 = 1 spira Cu smaltato 0,25.
S_5 = 2 spire Cu smaltato 0,25.

3.3. - Trasformatore di FI.

S_7 = 0,55 mH.
Q (senza carico): 160.
Rapporto di trasformazione S_7/S_8 = 11,6/1.

4. - DATI CARATTERISTICI COME AMPLIFICATORE DI FI ALLA FREQUENZA DI 10,7 MHz

La fig. 9 dà lo schema elettrico di uno stadio di amplificatore di FI composto di altri 4 stadi identici, funzionanti alla frequenza di 10,7 MHz.

Il carico dello stadio è 100 Ω (nell'amplificatore completo è dato dal valore della resistenza d'ingresso dello stadio successivo); la resistenza della sorgente è 5,6 kΩ (valore della resistenza di uscita dello stadio precedente).

4.1. - Guadagno in potenza.

Rapporto tra la potenza fornita alla resistenza di carico di 100 Ω e quella fornita ai terminali d'ingresso del transistore G = 22 dB (3). *A.*

(2) Il guadagno di conversione viene definito dal rapporto tra la potenza fornita ad una resistenza di carico di 1,6 kΩ collegata ai terminali d'uscita del filtro di FI e la potenza disponibile ai capi del circuito d'antenna.

(3) Il guadagno, misurato nel circuito di figura 9 è definito come:

$$\frac{e_o^2}{e_s} \cdot \frac{4R_s}{R_L}, \text{ è } 18{,}2 \text{ dB.}$$

In esso però sono incluse le perdite dei due circuiti accordati (3,8 dB ciascuno).

Antenne a Riflettore Parabolico

Si espongono le considerazioni di natura fisica che hanno condotto all'adozione delle antenne a riflettore parabolico nella gamma delle onde decimetriche, centimetriche e millimetriche e si ricavano tutte le relazioni necessarie alla loro progettazione. Si dimostra la necessità dell'adozione della forma parabolica per il riflettore e se ne ricavano l'equazione e le proprietà ottiche. Si ricavano le espressioni del guadagno e del fattore d'illuminazione per un'antenna parabolica e si analizzano le condizioni per renderle massime, traendone fondamentali elementi di progetto, come l'apertura angolare del paraboloide e, di conseguenza, la distanza focale. Si determinano inoltre le aperture angolari ottime per i diagrammi di radiazione più comuni negli illuminatori. Si analizzano altresì le alterazioni del fattore d'illuminazione dovute ad errori di fase, a sfocamento ed alla presenza di un lobo posteriore di radiazione nell'illuminatore. Si calcola infine il coefficente di riflessione dell'antenna e si espone un metodo di adattamento e la relativa formulazione analitica. Un dettagliato esempio di calcolo chiarisce tutta la procedura di progetto. Il lavoro è corredato da una ricca bibliografia sull'argomento e da un nomogramma che consente di ricavare immediatamente le dimensioni o le prestazioni di un'antenna a riflettore parabolico.

dott. ing. Angelo Pistilli

(parte terza di tre parti)

5. - DETERMINAZIONE DEL COEFFICIENTE DI RIFLESSIONE ED ADATTAMENTO D'IMPEDENZA.

Consideriamo (fig. 13) un fascetto elementare di raggi che, partendo dal fuoco, incida sul paraboloide. Il raggio medio del fascetto, partendo dal fuoco F giunga in un punto P del riflettore, con una inclinazione θ rispetto all'asse polare. L'areola elementare d S che il fascio di raggi in oggetto intercetta sulla superficie del paraboloide si può confondere con l'areola intercettata sul piano tangente al punto P d'incidenza del raggio medio. La proiezione di detta areola sul piano normale al raggio medio vale dunque $\cos \alpha_i$ d S essendo α_i l'angolo di incidenza. Se la potenza emessa dall'il-

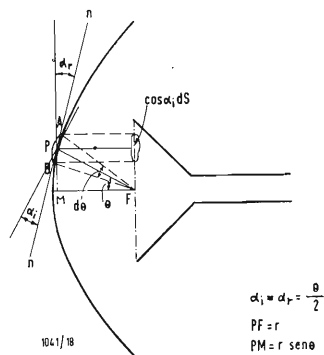



Fig. 13 - Origine delle onde stazionarie in un'antenna parabolica.

luminatore è P e $G(\theta)$ è il guadagno dell'illuminatore stesso nella direzione θ, la densità di potenza che giunge sul riflettore nell'intorno del raggio medio del fascetto considerato vale:

$$\frac{P}{4 \pi r^2} G(\theta)$$

Di conseguenza la potenza elementare captata dall'areola normale al raggio medio intercettata dal fascio vale:

$$d P_c = \frac{P}{4 \pi r^2} G(\theta) \cos \alpha_i \; d S$$

Tale potenza viene riflessa dal paraboloide in un fascio di raggi, tutti paralleli all'asse polare, di sezione:

$$\cos \alpha_r \, dS = \cos \alpha_i \, dS$$

Poichè il campo rimane d'intensità costante lungo il raggio riflesso tale potenza giungerà con la stessa densità sul piano che contiene la bocca dell'illuminatore. La superficie considerata ha dunque la proprietà di concentrare l'energia, cioè presenta un guadagno. Detto guadagno vale evidentemente, analogamente alla [15]:

$$G_a = \frac{4 \pi}{\lambda^2} A = \frac{4 \pi}{\lambda^2} \cos \alpha_i \; dS$$

Si può quindi supporre che la superficie considerata si comporti come un radiatore che irradi la potenza:

$$d(P_c) \cdot G_a = \frac{P}{4 \pi r^2} G(\theta) \frac{4 \pi}{\lambda^2} (dS \cos \alpha_i)^2 =$$

$$= \frac{P}{r^2 \lambda^2} G(\theta) (\cos \alpha_i \, dS)^2$$

in modo uniforme, talchè nella direzione considerata si abbia nei due casi la stessa densità di potenza $\left(\frac{\text{watt}}{\text{m}^2}\right)$.

La densità di potenza che tale radiatore fittizio invia nel fuoco del paraboloide, ove è allocato l'illuminatore, vale evidentemente:

$$\frac{G_a \quad dP_c}{4 \pi r^2} = \frac{P}{4 \pi r^4 \lambda^2} G(\theta) (\cos \alpha_i \, dS)^2$$

L'area efficace dell'illuminatore per un fascio proveniente con una inclinazione θ rispetto all'asse vale:

$$A(\theta)_{eff\ ill} = \frac{\lambda^2}{4 \pi} G(\theta)$$

Perciò la potenza elementare captata dall'illuminatore vale:

$$dP_i = \frac{G_a \, dP_c}{4 \pi r^2} A(\theta)_{eff \cdot ill \cdot} = \frac{P}{4 \pi r^4 \lambda^2} G(\theta) (\cos \alpha_i \, dS)^2 \frac{\lambda^2}{4 \pi} G(\theta) = \frac{P}{(4 \pi r^2)^2} (G(\theta) \cos \alpha_i \, ds)^2 \qquad [61]$$

Denotando ora con V_i la tensione al bocchettone d'ingresso dell'illuminatore allorchè in esso s'immette la potenza P, si ha, evidentemente, indicando con K un coefficente di proporzionalità:

$$P = K \, |V_i|^2$$

da cui:

$$V_i = \sqrt{\frac{P}{K}} \qquad [62]$$

Supponiamo che l'illuminatore posto nello spazio libero, cioè senza riflettore, sia perfettamente adattato. La presenza del riflettore provoca un ritorno di energia nell'illuminatore che si manifesta con una tensione elementare riflessa al bocchettone d'ingresso. Tale tensione è legata alla potenza dalla stessa relazione che vale per l'onda incidente, perciò, tenendo conto della [61]:

$$|dV_r| = \sqrt{\frac{dP_i}{K}} = \sqrt{\frac{P}{K}} \frac{G(\theta) \cos \alpha_i \, dS}{4 \pi r^2} \qquad [63]$$

Assumendo come fase di riferimento quella di V_i la fase di dV_r, tensione che si determina dopo un doppio cammino (andata e ritorno) da F a P (vedi fig. 13), cioè dopo un cammino $2\,r$, presenta una rotazione di $\frac{2 \pi \cdot 2 r}{\lambda}$. Una ulteriore rotazione di fase di π è dovuta alla riflessione. Con tali posizioni la tensione elementare riflessa vale, ricordando che una rotazione di fase di π equivale ad un'inversione di segno:

$$dV_r = -\sqrt{\frac{P}{K}} \frac{G(\theta) \cos \alpha_i \, dS}{4 \pi r^2} \exp\left(-j \frac{4 \pi r}{\lambda}\right) \qquad [64]$$

Una parte dell'energia irradiata dall'illuminatore viene dunque riflessa sulla bocca dello stesso e provoca quindi un'onda stazionaria con conseguente disadattamento dell'intera antenna. Per definizione il coefficente di riflessione elementare vale, tenendo conto delle [62] e [64]:

$$d\Gamma = \frac{dV_r}{V_i} = -\frac{G(\theta) \cos \alpha_i \, dS}{4 \pi r^2} \exp\left(-j \frac{4 \pi r}{\lambda}\right) \qquad [65]$$

Dalla fig. 13 si ricava immediatamente che l'areola $\cos \alpha_i \, dS$ è costituita da una corona circolare di raggio medio $MP = r$ sen θ e la cui differenza fra i raggi esterno ed interno vale $d(MP) = d\,(r \text{ sen } \theta)$. Posto:

$$y = r \text{ sen } \theta \qquad [66]$$

si ottiene quindi:

$$\cos \hat{i} \, dS = 2 \pi y \, dy \qquad [67]$$

Dalla [4] si ricava:

$$\text{tg} \frac{\theta}{2} = \frac{y}{2 f} \qquad [68]$$

Inoltre, applicando una nota relazione goniometrica, e tenendo conto della [68], si ha:

$$\text{sen } \theta = \frac{2 \text{ tg } \frac{\theta}{2}}{1 + \text{tg}^2 \frac{\theta}{2}} = \frac{\frac{y}{f}}{1 + \frac{y^2}{4 f^2}} \qquad [69]$$

Dalla [66] e [69] si deduce:

$$r = \frac{y}{\text{sen } \theta} = f\left(1 + \frac{y^2}{4 f^2}\right) \qquad [70]$$

Esplicitando θ nella [68] si ottiene:

$$\theta = 2 \text{ arctg} \left(\frac{y}{2 f}\right) \qquad [71]$$

Tenendo conto della [71] poniamo:

$$G(\theta) = G\left[2 \text{ arctg} \left(\frac{y}{2 f}\right)\right] = G_1\left(\frac{y}{f}\right) \qquad [72]$$

Avendo denotato con $G_1\left(\frac{y}{f}\right)$ la nuova funzione che si deduce sostituendo nella $G(\theta)$ e θ il valore dato dalla [71].

Sostituendo ora nella [65] le [67], [70], [72] si ha:

$$d\Gamma = -\frac{G_1\left(\frac{y}{f}\right) 2 \pi y \, dy}{4 \pi f^2 \left(1 + \frac{y^2}{4 f^2}\right)^2} \exp\left[-j \frac{4 \pi f}{\lambda} \left(1 + \frac{y^2}{4 f^2}\right)\right] = -\exp\left(-j \frac{4 \pi f}{\lambda}\right) \left[\frac{G_1\left(\frac{y}{f}\right) \exp\left(-j \frac{\pi y^2}{\lambda f}\right)}{2 f^2 \left(1 + \frac{y^2}{4 f^2}\right)^2} y \, dy\right] \qquad [73]$$

Per ottenere l'intero coefficente si riflessione basta ora sommare i contributi elementari che allo stesso forniscono le varie areole nelle quali si è suddiviso il riflettore, cioè integrare la [73] fra i valori che y assume sull'asse polare ($y = 0$) e sul bordo esterno del paraboloide $\left(y = 2 f \text{ tg} \frac{\psi}{2}\right)$.

Per i nostri scopi non è di alcun interesse la rotazione di fase costante $-\exp\left(-j \frac{4 \pi f}{\lambda}\right)$, comune, come si nota dalla [73], e tutti i contributi elementari. Ometteremo pertanto tale termine senza inficiare affatto i risultati nella loro validità, in quanto a noi interessa il modulo del coefficiente di riflessione ed il suo valore in funzione delle porzioni di paraboloide considerato e tali grandezze, nonchè le loro relazioni di fase, non risultano alterate dall'omissione di una rotazione di fase costante per tutte. Pertanto si ha, a meno di detta rotazione di fase:

$$\Gamma = \frac{1}{2} \int_0^{2 f tg \frac{\psi}{2}} \frac{G_1\left(\frac{y}{f}\right)}{f^2 \left(1 + \frac{y^2}{4 f^2}\right)^2} \exp\left[-j \frac{\pi f}{\lambda} \left(\frac{y^2}{f^2}\right)\right] y \, dy \qquad [74]$$

Ponendo ora:

$$v = \frac{y^2}{f^2} \qquad [75]$$

da cui:

$$dv = \frac{2\,y\,dy}{f^2}$$

cioè:

$$y\,dy = \frac{f^2\,dv}{2}$$

denotando con $G_2(v)$ la nuova funzione che si deduce sostituendo nella $G_1\left(\frac{y}{f}\right)$ ad $\left(\frac{y}{f}\right)$ il valore di v che si ricava dalla [75] ed osservando che per $y = 0$ si ha $v = 0$ e per $y = 2\,f\,\text{tg}\,\frac{\psi}{2}$ si ha invece $v = 4\,\text{tg}^2\,\frac{\psi}{2}$, sostituendo nella [74] si ottiene:

$$\Gamma = 4 \int_o^{4\,tg^2\frac{\psi}{2}} \frac{G_2(v)}{(4+v)^2} \exp\left(-j\,\frac{\pi f}{\lambda}\,v\right) dv \qquad [76]$$

Il coefficente di riflessione è una grandezza complessa che possiamo porre nella forma:

$$\Gamma = \Gamma_1 + j\,\Gamma_2 \qquad [77]$$

Sviluppando l'esponenziale sotto segno d'integrale della [76] secondo la formula di Eulero e confrontando con la [77] si ottiene:

$$\Gamma_1 = 4 \int_o^{4\,tg^2\frac{\psi}{2}} \frac{G_2(v)}{(4+v)^2} \cos\left(\frac{\pi f}{\lambda}\,v\right) dv \qquad [78]$$

$$\Gamma_2 = -4 \int_o^{4\,tg^2\frac{\psi}{2}} \frac{G_2(v)}{(4+v)^2} \,\text{sen}\left(\frac{\pi f}{\lambda}\,v\right) dv \qquad [79]$$

La valutazione esatta degli integrali (78] e [79] è spesso assai complessa per via analitica ed è necessario generalmente effettuarla per via grafica. Tuttavia in molti casi si può porre, con buona approssimazione:

$$\frac{G_2(v)}{(4+v)^2} = \frac{G(0)}{16} \exp(-\alpha\,v) \qquad [80]$$

ove α è una costante numerica che si valuterà opportunamente in modo che la [80] sia approssimativamente verificata per tutti i valori di v. Con tale posizione, sostituendo la [80] nelle [78] e [79], queste ultime possono essere calcolate analiticamente. Si ottiene (5):

In fig. 14 riportiamo in ascisse i valori $\Gamma_1(v)$ ed in ordinate i valori di $\Gamma_2(v)$ per ogni valori di v compreso fra 0 e $4\,\text{tg}^2\,\frac{\psi}{2}$. Il coefficente di riflessione è dato dal vettore, uscente dall'origine, somma dei due vettori ortogonali $\Gamma_1(v)$ e $\Gamma_2(v)$. Il luogo dei punti terminali del vettore $\Gamma(v)$ costituisce una spirale; ciascun punto definisce un vettore uscente dall'origine e terminante nel punto, che rappresenta il coefficente di riflessione dovuto a quella porzione di paraboloide il cui raggio di apertura y corrisponde al punto v nella spirale.

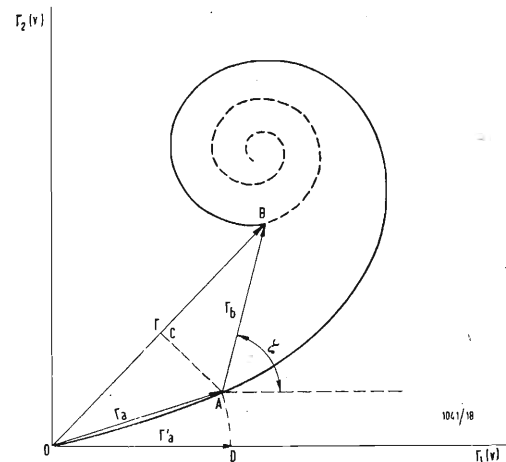



Fig. 14 - Andamento del coefficiente di riflessione Γ di un'antenna parabolica.

Il rapporto di onda stazionaria ϱ dell'intera antenna vale pertanto:

$$\varrho = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \qquad [83]$$

Analizziamo ora un metodo di adattamento dell'antenna. Supponiamo (fig. 15) di applicare alla parte centrale del paraboloide una sottile lastrina metallica. Il cammino di un raggio uscente da F e diretto verso 0 dal fuoco alla superficie riflettente diviene ora $FM = f - a$. Il cammino di un raggio che lambisce l'estremità della lastrina, come FP, dal fuoco alla superficie riflettente, vale:

$$FP = \sqrt{FM^2 + MP^2}$$

$$\Gamma_1 = 4 \int_o^{4\,tg^2\frac{\psi}{2}} \frac{G(o)}{16} \exp(-\alpha\,v) \cos\left(\frac{\pi f}{\lambda}\,v\right) dv = \frac{G(o)}{4} \left[\frac{-\alpha \cos\left(\frac{\pi f}{\lambda}\,v\right) + \left(\frac{\pi f}{\lambda}\right) \text{sen}\left(\frac{\pi f}{\lambda}\,v\right)}{\alpha^2 + \left(\frac{\pi f}{\lambda}\right)^2} \exp(-\alpha\,v) \right]_o^{4\,tg^2\frac{\psi}{2}} \qquad [81]$$

$$\Gamma_2 = -4 \int_o^{4\,tg^2\frac{\psi}{2}} \frac{G(o)}{16} \exp(-\alpha\,v) \,\text{sen}\left(\frac{\pi f}{\lambda}\,v\right) dv = -\frac{G(o)}{4} \left[\frac{\alpha\,\text{sen}\left(\frac{\pi f}{\lambda}\,v\right) + \left(\frac{\pi f}{\lambda}\right) \cos\left(\frac{\pi f}{\lambda}\,v\right)}{\alpha^2 + \left(\frac{\pi f}{\lambda}\right)^2} \exp(-\alpha\,v) \right]_o^{4\,tg^2\frac{\psi}{2}} \qquad [82]$$

(5) Si ricordi che:

$$\int \exp(-\alpha\,v) \cos\left(\frac{\pi f}{\lambda}\,v\right) dv = \exp(-\alpha\,v) \frac{-\alpha \cos\left(\frac{\pi f}{\lambda}\,v\right) + \left(\frac{\pi f}{\lambda}\right) \text{sen}\left(\frac{\pi f}{\lambda}\,v\right)}{\alpha^2 + \left(\frac{\pi f}{\lambda}\right)^2}$$

e che:

$$\int \exp(-\alpha\,v) \,\text{sen}\left(\frac{\pi f}{\lambda}\,v\right) dv = -\exp(-\alpha\,v) \frac{\alpha\,\text{sen}\left(\frac{\pi f}{\lambda}\,v\right) + \left(\frac{\pi f}{\lambda}\right) \cos\left(\frac{\pi f}{\lambda}\,v\right)}{\alpha^2 + \left(\frac{\pi f}{\lambda}\right)^2}$$

ora $FM = f - a$. Inoltre dalla [4 b] si ha, poichè nel sistema di riferimento scelto

$$x = OM = a\,;\; y = MP\,;\; MP^2 = y^2 = 4\,f\,a$$

di conseguenza:

$$FR = \sqrt{(f - a)^2 + 4\,f\,a} = f + a$$

Il cammino medio di un raggio che dal fuoco colpisca la lastrina metallica è quindi pari alla distanza focale f,

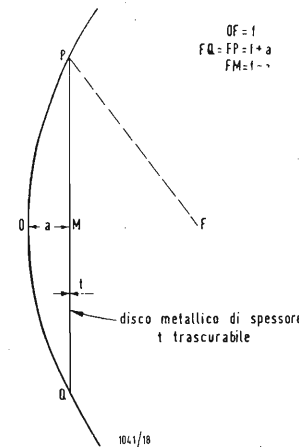



Fig. 15 - Metodo per adattare le antenne a riflettore parabolico.

media fra $f - a$ (percorso minimo) ed $f + a$ (percorso massimo). Pertanto il coefficente di riflessione Γ dovuto all'intera piastrina, essendo la somma di tanti contributi elementari che mediamente distano di f dal fuoco, presenta un angolo di fase pari a quello del coefficente di riflessione dell'areola che circonda il vertice del paraboloide prima dell'applicazione della piastrina. Abbiamo assunto implicitamente come fase zero quella del vettore che definisce il coefficente di riflessione dell'areola che circonda il vertice del paraboloide, giacchè per detta areola si ha $y = 0$ e pertanto la rotazione di fase risulta nulla essendo (vedi espressione 74):

$$\exp\left[-j\,\frac{\pi f}{\lambda}\left(\frac{y^2}{f^2}\right)\right] = 1$$

Di conseguenza l'introduzione della piastrina conduttrice ha l'effetto di ruotare di fase il coefficente di riflessione che compete alla porzione di riflettore limitata dalla piastrina stessa portando il vettore rappresentativo sull'asse reale, cioè in fase con il coefficente di riflessione dovuto al vertice del paraboloide. Ciò premesso osserviamo dalla fig. 14 che se $\Gamma = OB$ è il vettore rappresentativo del coefficente di riflessione dell'intero paraboloide, tracciandone la mediana CA individuiamo sulla spirale il punto A. Questo punto divide l'intera superficie del paraboloide in due zone: l'una, racchiudente il vertice, fino ad una apertura y_a che, per la [75], detto v_a il valore di v che compete al punto A, risulta $y_a = f\,\sqrt{v_a}$; l'altra da y_a al bordo estremo del paraboloide. I coefficenti di riflessione di codeste due zone sono rispettivamente Γ_a e Γ_b e, data la costruzione, si ha:

$$|\Gamma_a| = |\Gamma_b| \quad \text{e} \quad \overline{\Gamma} = \overline{\Gamma}_a + \overline{\Gamma}_b$$

Risulta ora evidente che, qualora sia possibile ruotare la fase di Γ_a fino a portarlo in controfase con Γ_b, il coefficente di riflessione totale risulterebbe:

$$\Gamma = \Gamma_a - \Gamma_b = 0$$

e pertanto l'antenna risulterebbe adattata perfettamente.

L'introduzione di una piastrina conduttrice di raggio y_a che occluda la zona di paraboloide intorno al vertice di apertura y_a provoca, come abbiamo già detto, una rotazione del vettore Γ_a che risulta disteso sull'asse reale, ruotando intorno ad 0 ed assumendo la posizione $OD = \Gamma_a'$. I vettori Γ_a' e Γ_b risultano sfasati di ζ, mentre si desidera che siano sfasati di π, cioè siano in opposizione di fase, per cui è necessario introdurre un ulteriore sfasamento pari a $\pi - \zeta$. A questo scopo è sufficente provocare una differenza di percorso fra i raggi che, uscendo dal fuoco, cadono all'interno ed all'esterno della lastrina di raggio y_a pari a $\frac{\pi - \zeta}{2}$, cosicchè, essendo tale percorso effettuato due volte (andata e ritorno) da ciascun raggio, ne risulti lo sfasamento desiderato. Basta quindi dare alla piastrina uno spessore t tale che:

$$\frac{2\,\pi}{\lambda}\,t = \frac{\pi - \zeta}{2}$$

da cui:

$$t = \frac{\lambda}{4} - \frac{\lambda}{4}\,\frac{\xi}{\pi} \qquad [84]$$

in modo che i raggi che investono la piastina debbano compiere un percorso più breve, come desiderato (fig. 15).

6. - ESEMPIO DI CALCOLO.

Proponiamoci di studiare l'adattamento dell'antenna progettata nel paragrafo 4. In primo luogo cerchiamo di esprimere le grandezze $G_2(v)$ e $(4 + v)^2$. Ricordando che:

$$G(\theta) = 8{,}72 \cos^4\theta\,; \quad f = 50{,}25 \text{ cm.}\,; \quad y_{max} = 50 \text{ cm.}\,;$$

$$\lambda = 3 \text{ cm.}\,; \quad G(0) = 8{,}72$$

possiamo, per vari valori di y, ricavare i valori corrispondenti delle altre grandezze, come riportato nella tabella seguente:

y cm.	$y/2f$	arctg $\frac{y}{2f}$	$\theta = 2\,\text{arctg}\,\frac{y}{2f}$	$\cos\theta$	$\cos^4\theta$	$v = \left(\frac{y}{f}\right)^2$	$(4+v)^2$	$\frac{\cos^4\theta}{(4+v)^2}$	$\exp(\alpha v) = \frac{(4+v)^2}{16\cos^4\theta}$	αv	α
0	0	0	0	1	1	0	16	0,0625	1	0	—
10	0,0995	5° 40′	11° 20′	0,9805	0,922	0,0396	16,3	0,0566	1,105	0,0966	2,44
20	0,199	11° 20′	22° 40′	0,9227	0,73	0,1585	17,3	0,0421	1,482	0,393	2,48
25	0,2485	13° 55′	27° 50′	0,8843	0,605	0,247	18	0,0336	1,862	0,621	2,52
30	0,292	16° 20′	32° 40′	0,8418	0,5	0,3405	18,8	0,0266	2,352	0,855	2,51
40	0,398	21° 40′	43° 20′	0,7273	0,28	0,634	21,42	0,01305	4,8	1,568	2,48
50	0,4975	26° 25′	52° 50′	0,604	0,128	0,991	24,9	0,00514	12,18	2,499	2,52

Di conseguenza si può assumere per a il valore medio fra quelli trovati e porre senz'altro:

$$a = 2,5$$

Il valore di v varia fra 0 e 4 tg² 26° 25' = 0,991.
Pertanto, sostituendo i valori nella [81], si ricava:

$$\Gamma_1 = \frac{8,72}{4}\left[\frac{-2,5\cos\left(\frac{\pi\cdot 50,25}{3}\cdot 0,991\right)+\left(\frac{\pi\cdot 50,25}{3}\right)\operatorname{sen}\left(\frac{\pi\cdot 50,25}{3}\cdot 0,991\right)}{(2,5)^2+\left(\frac{\pi\cdot 50,25}{3}\right)^2}\exp(-2,5\cdot 0,991)+\right.$$

$$\left.+\frac{2,5}{(2,5)^2+\left(\frac{\pi\cdot 50,25}{3}\right)^2}\right]=0,0053$$

Sostituendo invece i valori nella [82] si ricava:

$$\Gamma_2 = -\frac{8,72}{4}\left[\frac{2,5\operatorname{sen}\left(\frac{\pi\cdot 50,25}{3}\cdot 0,991\right)+\left(\frac{\pi\cdot 50,25}{3}\right)\cos\left(\frac{\pi\cdot 50,25}{3}\cdot 0,991\right)}{(2,4)^2+\left(\frac{\pi\cdot 50,25}{3}\right)^2}\exp(-2,5\cdot 0,991)-\right.$$

$$\left.-\frac{\left(\frac{\pi\cdot 50,25}{3}\right)}{(2,5)^2+\left(\frac{\pi\cdot 50,25}{3}\right)^4}\right]=0,04011$$

Pertanto il coefficente di riflessioni vale:

$$\Gamma = \Gamma_1 + j\,\Gamma_2 = 0,0053 + j\,0,04011$$

da cui si ricava il valore del modulo:

$$|\Gamma| = \left|\sqrt{(0,0053)^2+(0,04011)^2}\right| = 0,4046$$

Sostituendo il valore del modulo del coefficente di riflessione testè calcolato nella [83] si trova il rapporto di onda stazionaria:

$$\varrho = \frac{1+0,04046}{1-0,04046} = 1,088$$

pari a:

0,71 dB

Proponiamoci ora di correggere tale disadattamento. Per studiare la compensazione è necessario individuare il punto A (vedi fig. 14).

A questo scopo osserviamo che, nel nostro caso (fig. 61) il vettore $OB = \Gamma$ giace sulla retta passante per l'origine e per il punto di coordinate (0,0053 ; 0,04011). Il coefficente angolare di detta retta vale perciò:

$$m = \frac{0,04011}{0,0053} = 7,56$$

L'asse del segmento OB, sul quale deve giacere il punto A, deve passare per il punto di mezzo C del segmento OB, cioè

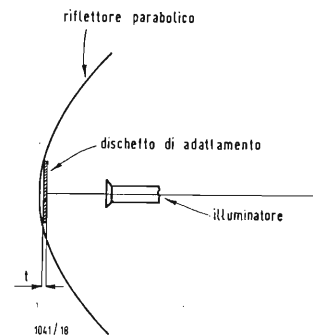



Fig. 17 - Antenna a riflettore parabolico con dischetto di adattamento.

Fig. 16 - Scomposizione del coefficiente di riflessione per l'adattamento dell'antenna nel caso dell'esempio di calcolo del paragrafo 6.

per il punto di coordinate:

$$\frac{0,0053}{2} = 0,00265 \;;\qquad \frac{0,004011}{2} = 0,02005$$

ed inoltre, dovendo essere normale alla retta che contiene OB, deve avere coefficente angolare inverso del contrario di quello che compete a detta retta, cioè, detto m' tale coefficente angolare;

$$m' = -\frac{1}{m} = -\frac{1}{7,56} = -0,131$$

Pertanto l'equazione della normale al segmento ON, giacchè ne conosciamo un punto ed il coefficente angolare, è completamente individuata e vale:

$$\Gamma_2 = -0,131\,\Gamma_1 + 0,0205765 \qquad [85]$$

Ricordando le [82] e [81], che ci consentono di esprimere i valori di Γ_2 e Γ_1 in funzione di v, e sostituendole nella [85], perveniamo ad una equazione nella sola incognita v. La [85] con le sostituzioni [82] ed [81], diviene:

$$-\frac{G(o)}{4}\cdot\frac{1}{a^2+\left(\frac{\pi\cdot f}{\lambda}\right)^2}\cdot\left[\frac{a\operatorname{sen}\left(\frac{\pi f v}{\lambda}\right)+\left(\frac{\pi f}{\lambda}\right)\cos\left(\frac{\pi f v}{\lambda}\right)}{\exp(a\,v)}-\left(\frac{\pi f}{\lambda}\right)\right]=$$

$$=-0,131\,\frac{G(o)}{4}\cdot\frac{1}{a^2+\left(\frac{\pi f}{\lambda}\right)^2}\cdot\left[\frac{-a\cos\left(\frac{\pi f v}{\lambda}\right)+\left(\frac{\pi f}{\lambda}\right)\operatorname{sen}\left(\frac{\pi f v}{\lambda}\right)}{\exp(a\,v)}+a\right]+0,0205765$$

Semplificando si ottiene:

$$\frac{\left(\frac{\pi f}{\lambda}+0,131\,a\right)\cos\left(\frac{\pi f v}{\lambda}\right)+\left(a-0,131\,\frac{\pi f}{\lambda}\right)\operatorname{sen}\left(\frac{\pi f v}{\lambda}\right)}{\exp(a\,v)}=\frac{\pi f}{\lambda}+0,131\,a-0,0205765\,\frac{4\left[a^2+\left(\frac{\pi f}{\lambda}\right)^2\right]}{G(o)}$$

Sostituendo i valori nel nostro caso:

$$\frac{52,9275\cos(16,75\,\pi\,v)-4,4\operatorname{sen}(17,75\,\pi\,v)}{\exp(2,5\,v)}=26,1$$

cioè:

$$52,9275\cos(16,75\,\pi\,v)-4,4\operatorname{sen}(16,75\,\pi\,v)=26,1\exp(2,5\,v)$$

Tale equazione, risolta per tentativi o per via grafica, risulta soddisfatta per $v = 0,018$, che è pertanto il valore di v che compete al punto A. Ricordando la [75] si ricava il corrispondente valore di y che compete al punto A, cioè:

$$y_a = f\sqrt{v} = 50,25\sqrt{0,018} = 6,74 \text{ cm.}$$

Le coordinate del punto A si ricavano immediatamente dalle [81] ed [82] eseguendo le due integrazioni fra i valori $v = 0,018$ e $v = 0$. Si ottiene così, sostituendo i valori del nostro caso:

$$\Gamma_{1a} = \frac{8,72}{4}\left[\frac{-2,5\cos\left(\frac{\pi\cdot 50,25}{3}\cdot 0,018\right)+\left(\frac{\pi\cdot 50,25}{3}\right)\operatorname{sen}\left(\frac{\pi\cdot 50,25}{3}\cdot 0,018\right)}{(2,5)^2+\left(\frac{\pi\cdot 50,25}{3}\right)^2}\exp(-2,5\cdot 0,018)+\right.$$

$$\left.+\frac{2,5}{(2,5)^2+\left(\frac{\pi\cdot 50,25}{3}\right)^2}\right]=0,033$$

$$\Gamma_{2a} = -\frac{8,72}{4}\left[\frac{2,5\operatorname{sen}\left(\frac{\pi\cdot 50,25}{3}\cdot 0,018\right)+\left(\frac{\pi\cdot 50,25}{3}\right)\cos\left(\frac{\pi\cdot 50,25}{4}\cdot 0,018\right)}{(2,5)^2+\left(\frac{\pi\cdot 50,25}{3}\right)^2}\exp(-2,5\cdot 0,018)-\right.$$

$$\left.-\frac{\left(\frac{\pi\cdot 50,25}{3}\right)}{(2,5)^2+\left(\frac{\pi\cdot 50,25}{3}\right)^2}\right]=0,0168$$

Si ha dunque:

$$\Gamma_a = 0,033 + j\,0,0168$$

da cui si ricava il modulo del vettore OA, che abbiamo denotato con Γ_a:

$$|\Gamma_a| = \left|\sqrt{(0,033)^2+(0,0168)^2}\right| = 0,037$$

Integrando le [81] ed [82] fra $v = 0,991$ (bordo esterno del paraboloide) e $v = 0,018$ (corrispondente al punto A) si ottiene:

$$\Gamma_{1b} = \frac{8,72}{4\left[(2,5)^2+\left(\frac{\pi\cdot 50,25}{3}\right)^2\right]}\left[\frac{-2,5\cos\left(\frac{\pi\cdot 50,25}{3}\cdot 0,991\right)+\left(\frac{\pi\cdot 50,25}{3}\right)\operatorname{sen}\left(\frac{\pi\cdot 50,25}{3}\cdot 0,991\right)}{\exp(+2,5\cdot 0,991)}-\right.$$

$$\left.-\frac{-2,5\cos\left(\frac{\pi\cdot 50,25}{3}\cdot 0,018\right)+\left(\frac{\pi\cdot 50,25}{3}\right)\operatorname{sen}\left(\frac{\pi\cdot 50,25}{3}\cdot 0,018\right)}{\exp(2,5\cdot 0,018)}\right]=-0,02775$$

$$\Gamma_{2b} = -\frac{8,72}{4\left[(2,5)^2 + \left(\frac{\pi \cdot 50,25}{3}\right)^2\right]}\left[\frac{2,5 \text{ sen}\left(\frac{\pi \cdot 50,25}{3} \cdot 0,991\right) + \left(\frac{\pi \cdot 50,25}{3}\right)\cos\left(\frac{\pi \cdot 50,25}{3} \cdot 0,991\right)}{\exp(2,5 \cdot 0,991)}\right.$$

$$\left. - \frac{2,5 \text{ sen}\left(\frac{\pi \cdot 50,25}{3} \cdot 0,018\right) + \left(\frac{\pi \cdot 50,25}{3}\right)\cos\left(\frac{\pi \cdot 50,25}{3} \cdot 0,991\right)}{\exp(2,5 \cdot 0,018)}\right] = 0,024$$

Si ha dunque:

$$\Gamma_b = -0,02775 + j\, 0,024$$

da cui si ricava il modulo del vettore AB, che abbiamo denotato con Γ_b:

$$|\Gamma_b| = \left|\sqrt{(-0,02775)^2 + (0,204)^2}\right| = 0,037$$

Risulta pertanto verificata la relazione:

$$|\Gamma_a| = |\Gamma_b|$$

che conferma l'esattezza dei calcoli. Il punto A definisce una porzione di paraboloide dal vertice ($y = 0$) al raggio d'apertura $y_a = 6,74$ cm che contribuisce al coefficente di riflessione dell'intera antenna in misura uguale, in modulo, al contributo, sempre in modulo, della restante porzione di paraboloide, cioè della porzione compresa fra le aperture di raggi 6,74 cm e 50 cm (apertura dell'intero paraboloide). Per quanto dimostrato al paragrafo 5 applicando nella zona centrale del paraboloide un disco di materiale conduttore e di raggio 6,74 cm, in modo da occludere la zona di paraboloide delimitata da tale disco, provochiamo una rotazione del vettore Γ_a fino a portarlo sull'asse reale, cioè in Γ_a' (fig. 14 e fig. 16). Occorre ora determinare l'angolo ζ che il

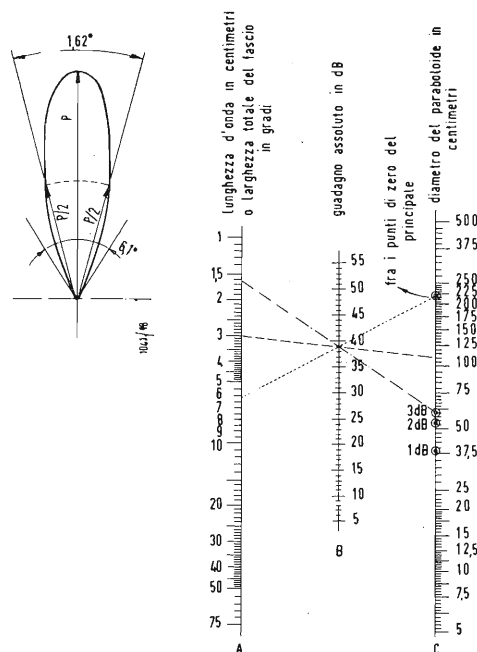



Fig. 18 - Nomogramma per la determinazione approssimata delle dimensioni del paraboloide e delle sue proprietà direzionali.

Esempio d'impiego: nel caso del nostro esempio numerico a $\lambda = 3$ cm, per avere un guadagno di 39 dB occorre (linea tratteggiata) un paraboloide di 110 cm di diametro. Nello stesso caso la larghezza totale del lobo di emissione fra i punti a metà potenza (3 dB) vale (linea a tratto e punti) 1,62°. Sempre nello stesso caso l'angolo di apertura fra i punti di zero del lobo principale vale (linea punteggiata) 6,1°.

vettore Γ_b forma con l'asse reale e, quindi, anche con Γ_a' che, come testè detto, risulta disteso su tale asse. Tale angolo si determina immediatamente, giacchè conosciamo la differenza fra le coordinate del punto B e del punto A, date dai valori di Γ_{1b} e Γ_{2b}. Si ha perciò:

$$\zeta = \text{arctg}\frac{\Gamma_{2b}}{\Gamma_{1b}} = \text{arctg}\frac{0,024}{-0,02775} = \text{arctg} - 0,865 =$$

$$= 139^\circ\, 8' = 0,773\, \pi$$

Affinchè l'antenna risulti adattata il coefficente di riflessione Γ deve annullarsi e, poichè il vettore Γ è la somma dei due vettori Γ_a e Γ_b, è sufficiente che questi ultimi, di modulo uguale, come abbiamo già visto, siano fra loro in controfase. Ciò si ottiene dando al disco conduttore lo spessore che si ricava dalla [84], come abbiamo dimostrato al paragrafo 5. Pertanto lo spessore del disco deve essere, come impone la [84] sostituendovi i valori del nostro caso:

$$t = \frac{3}{4} - \frac{3}{4}\,\frac{0,773\,\pi}{\pi} = 1,71 \text{ mm.}$$

In fig. 16 riportiamo, in scala, i vettori Γ, Γ_a, Γ_b, Γ_a' in modo da visualizzare l'andamento del fenomeno. Con linea tratteggiata si è anche riportata, in modo qualitativo, la spirale luogo degli estremi del coefficente di riflessione. In fig. 17 infine abbiamo riportato l'antenna testè progettata ed il relativo dischetto d'adattamento alterando volutamente i rapporti fra alcune dimensioni geometriche per maggior chiarezza.

7. - CONCLUSIONE.

Il nostro studio ci ha condotto al completo dimensionamento di un'antenna a riflettore parabolico a sezione circolare. Non possiamo dilungarci, senza appesantire eccessivamente codesto lavoro, su vari altri argomenti di sommo interesse per il nostro problema. Rimandiamo pertanto il lettore ai testi ed alle riviste specializzate, ampiamente suggerite nella bibliografia, ove potrà trovare dettagli e particolari che, nostro malgrado, abbiamo dovuto omettere. Riteniamo tuttavia utile riportare in fig. 18 un nomogramma che consente, con sufficente approssimazione, di ricavare immediatamente il diametro dell'apertura del paraboloide e le proprietà direzionali dell'intera antenna. Così nel caso del nostro esempio di calcolo (paragrafo 4) il diametro dell'apertura del paraboloide si ottiene (fig. 18) congiungendo (linea tratteggiata della figura) il valore della lunghezza d'onda in centimetri (nel nostro caso $\lambda = 3$ cm) della riga A con il valore del guadagno assoluto, cioè rispetto ad un emettitore isotropico, in dB (nel nostro caso 39 dB) della riga B. Tale congiungente interseca la riga C in un punto che fornisce il valore del diametro dell'apertura del paraboloide (nel nostro caso 110 cm., con un'approssimazione del 10% sul valore calcolato). Congiungendo inoltre il punto indicato con 3 dB sulla riga C con il punto 39 dB della riga B (linea tratto e punto) si individua sulla riga A il valore dell'apertura totale in gradi del lobo fra i punto e 3 dB, cioè a metà potenza (nel nostro caso 1,62°). In modo analogo si possono ricavare le aperture del lobo fra i punti a 1 dB ed a 2 dB sotto il valore di potenza irradiata (o captata) che compete all'asse del lobo Infine collegando il punto denotato con la dicitura « fra i punti di zero del lobo principale » della riga C con il punto 39 dB della riga B (linea punteggiata) si individua sulla riga A un punto il cui valore definisce l'apertura totale del lobo fra i punti di zero del diagramma di radiazione (nel nostro caso 6,1°). Di fianco al nomogramma, nella stessa fig. 18, abbiamo riportato, per evitare ogni ambiguità, il lobo di radiazione dell'antenna con l'indicazione degli angoli fra i punti a metà potenza e fra i punti di zero del lobo stesso, alterandone volutamente i valori goniometrici allo scopo di rendere più chiara la figura.

8. - BIBLIOGRAFIA.

L. J. Chu, *Theory of radiation from paraboloidal reflectors;* RL Report N. V - 18, 12 Febbraio 1941.

E. V. Condon, *Theory of radiation from paraboloid reflectors;* Westinghouse Report N. 15, 24 Settembre 1941.

G. F. Hull Jr., *Application of principles of physical optics to design of u. h. f. paraboloid antennas;* BTL Report MM - 43 - 110 - 2, 8 Febbraio 1943.

F. R. N. Nabarro, *Theoretical Work on the paraboloid mirror;* British Report, Ministry of supply, A. C. 1435, RDF 103, Com. 72, 27 Novembre 1941.

L. C. Van Atta, *Effect of paraboloid size and shape on beam pattern;* RL Report N. 54-9, 5 Agosto 1942.

S. Silver, *Analysis and correction of the impedance mismatch due to a reflector;* RL Report N. 810, 25 Settembre 1945.

W. D. Hayes, *Grating and screens as microwave reflectors;* RL Report N. 54-20, 1 Aprile 1943.

N. Elson ed A. B. Pippard, *Wide band matching of waveguide radiators and paraboloids;* ADRDE (inglese) Report N. 220.

W. Kock, *Method for reducing reflection effects in antenna feeds;* BTL Report MM - 42-160-92.

H. Krutter, R. Hiatt, J. Bohmert, *Some matching properties of antenna feeds;* RL Report N. 54-13, 17 Novembre 1942.

S. Silver, *Contribution of the dish to the impedence mismatch of an antenna;* RL Report N. 442, 17 Settembre 1943.

R. Darbord, *Reflecteurs et lignes de transmission pour ondes ultra courtes;* L'Onde électrique, vol. 11 pag. 54, 1932.

W. Kohler, *Die Wirkungsweise von Vollmetal und Gitterreflektoren bei ultra kurzen Wellen;* Hochfrequenz Technik und Elektro-Akustic, vol 39, pag. 207, 1932.

R. Brendel, *Beitrag zur Berechung von Reflektoren fur elektrische Wellen;* Hochfrequenz Technik und Elektro-Akustic, vol. 48, pag. 14, 1936.

R. Bromel, *The beam properties of small parabolic reflectors with various excitations;* Hochfrequenz Technik und Elektro-Akustic, vol. 48, pp. 81-121, 1936.

C. I. H. A. Staal, *Full parabolic reflectors for microwaves;* Philips Transmitting News, vol. 3, pag. 14, 1937.

F. Ollendorf, *Die Grundlagen der Hochfrequenztechnik;* Hochfrequenz Technik und Elektro-Acustic, vol. 50, pag. 206, 1937.

C. C. Cutler, *Parabolic-antenna design for microwaves;* PIRE vol. 35, N. 11, pp. 1284-1294, Novembre 1947.

S. Seely, *Microwave antenna analysis;* PIRE vol. 35, N. 10, pp. 1092-1095, Ottobre 1947.

S. Silver, *Microwave antenna theory and design;* MIT 12 Capitoli 12° e 13°; pp. 413-509 editore Mc-Graw-Hill Book Company, New York 1949.

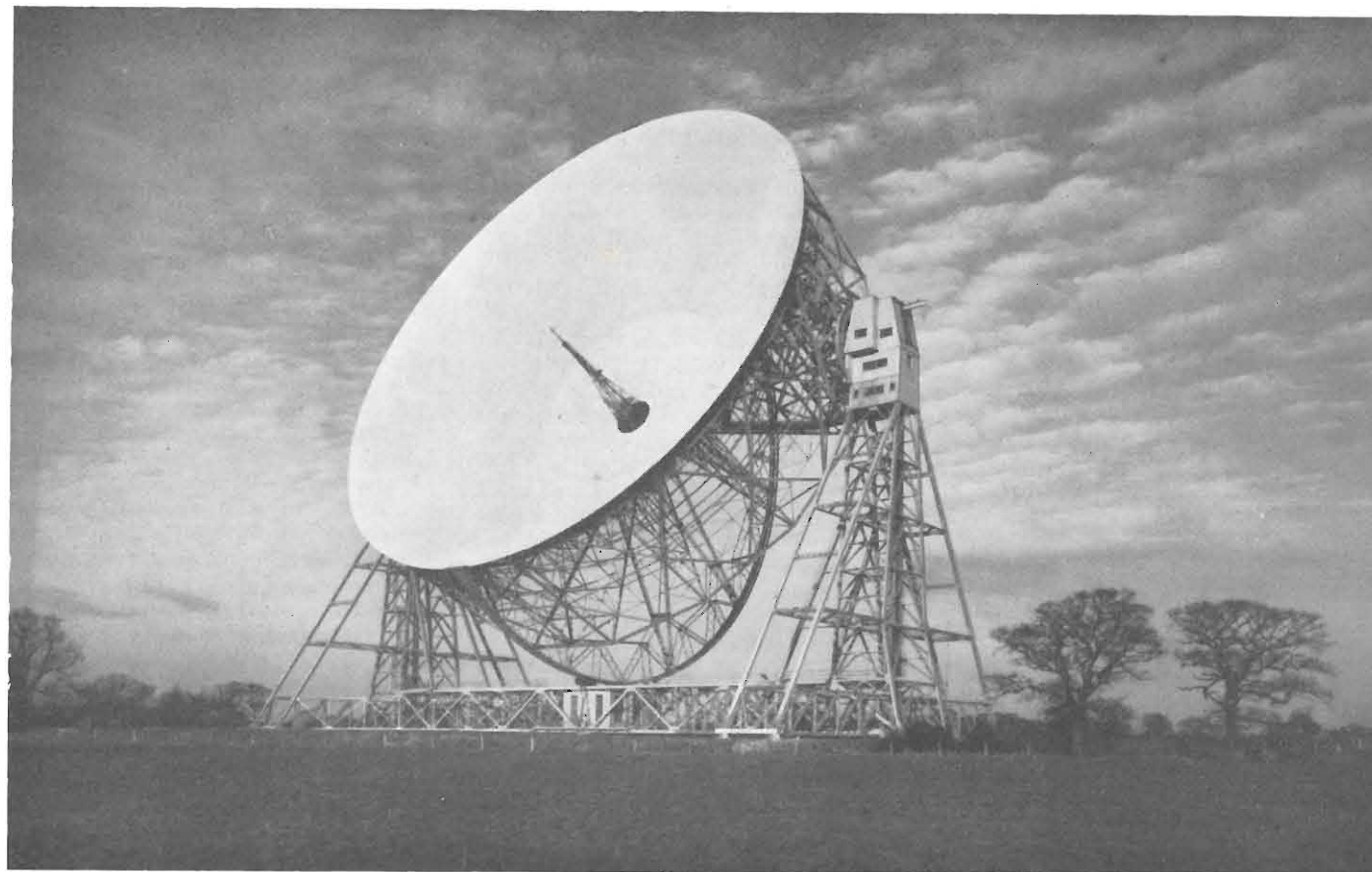
G. Stavis e A. Dorne, *Very high frequency techniques;* Capitolo 6°, pag. 161. editore Mc Graw-Hill Book Company, New York 1947.

H. T. Friis e W. D. Lewis, *Radar antennas;* Bell System Tech. J., vol. 26, pp. 219-317, Aprile 1947.

L. C. Van Atta e T. J. Keery, *Microwave antenna theory and design;* Capitolo 13°, pag. 465, editore Mc Graw-Hill Book Company, New York 1949.

J. D. Kraus, *Antennas;* Capitolo 12°, pp. 336-350, editore Mc Graw-Hill Book Company, New York 1950.

J. Robieux, *Influence de la précision de fabrication d'une antenne sur ses performances;* Ann. Radioélectr., vol. 11, N. 43, pp. 29-56, Gennaio 1956.

G. C. Southworth, *Principles and applications of waveguide transmission;* Capitolo 10°, pp. 443-459, editore D. Van Nostrand Company, New York 1950.

All'inseguimento della sonda lunare

Il lancio effettuato l'undici ottobre 1958, da Capo Canaveral di un razzo a tre stadi « Thor-Able », recante alla sommità una « sonda lunare », contenente delicatissimi strumenti scientifici di rivelazione e misurazione, ha segnato, ad appena un anno di distanza dal lancio del primo satellite terrestre artificiale, l'inizio dell'era delle esplorazioni interplanetarie. Nonostante l'insuccesso sostanziale dell'esperimento tentato, il « Pioneer « costituisce un record senza precedenti, sia per le informazioni raccolte lungo la traiettoria, sia per l'altezza raggiunta: 127.323 km dalla Terra. Dal momento in cui il razzo a tre stadi si è staccato dalla base di lancio, una serie di stazioni di rilevamento disseminate in tutto il mondo ha raccolto i segnali trasmessi dalla potente radioemittente installata sul « Pioneer ». In particolare il radiotelescopio di Jodrell Bank (Manchester) qui raffigurato, con i suoi 75 m di diametro, ha efficacemente contribuito alla localizzazione della « sonda lunare ». *A.*

Regolatori Elettronici per Forni elettrici ad Alta Temperatura (*)

1. - REGOLATORE A TERMOCOPPIA.

1.1. - Catena di regolazione.

Lo schema della fig. 1 presenta due catene principali nelle quali sono posti gli elementi costituenti il circuito elettronico. La catena di sinistra è la catena d'ingresso. Il primo elemento che la compone è la termocoppia, posta all'interno del forno, nel posto stesso

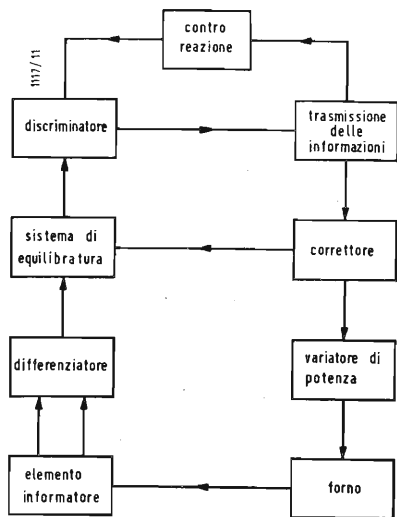



Fig. 1 - Schema a blocchi delle catene di regolazione.

dove deve essere regolata la temperatura, mancando questo, nel posto dove la temperatura è massima. La miglior scelta del posto per la termocoppia si trova sull'intersezione delle curve relative ai gradienti termici radiali e longitudinali (la fig. 2 è valevole nel caso di un forno elettrico ad avvolgimento). In effetti è in questo posto esatto che la temperatura sarà più elevata e che per conseguenza le variazioni saranno maggiori.

Il secondo elemento della catena in oggetto è un circuito differenziatore, costituito da un potenziometro ai morsetti del quale si ottiene una forza elettromotrice sufficiente per annullare quella delle termocoppie. All'uscita di questo elemento non resta dunque che la differenza fra le due tensioni, vale a dire la tensione segnale, Questa tensione segnale, è applicata ad un sistema di equilibratura di cui si farà menzione in seguito ed infine un indicatore del senso di squilibrio costituito da un galvanometro sensibile.

La catena di destra è la catena di azione. Essa inizia immediatamente dopo il galvanometro con un paio di cellule fotoelettriche che assicurano la trasmissione delle informazioni ad un motore che costituisce il secondo elemento di questa catena. Questo motore è quello che comanda la correzione, secondo la posizione angolare del suo albero. Vengono in seguito i variatori di potenza ed il forno. Stabilendo l'allacciamento fra le due catene si vede dunque un sistema di controreazione di cui l'utilità viene appresso discussa.

1.2. - I diversi elementi.

1.2.1 - L'elemento informatore.

La coppia termoelettrica può essere di qualsiasi tipo; ciònonostante, per delle ragioni dipendenti dalla temperatura nell'esempio qui descritto venne utilizzata una coppia platino-platino rodiato. La forza elettromotrice specifica di questa coppia σ sarà la più grande possibile compatibilmente con le condizioni sperimentali. Le coppie che presentano una forza elettromotrice con un punto di inversione, come le coppie tungsteno-molibdeno limitano l'impiego del regolatore nella gamma in cui la curva della variazione della forza elettromotrice è costantemente in aumento o in diminuzione; inoltre, l'instabilità è un fattore importante da considerare nella selezione delle coppie.

1.2.2 - Lo sfalsamento dello zero.

Il potenziometro usato a valle della coppia ha per compito di annullare la forza elettro-motrice base di questa ultima. È appunto l'equilibratura di questo ponte che determina la gamma di regolazione in cui la temperatura del forno verrà regolata. Non presenta alcuna particolarità di rilievo, ma sarà bene venga costruito in maniera che la sua resistenza esterna sia compatibile con quella delle coppie impiegate e che la stabilità nel tempo sia la più elevata possibile.

1.2.3 - Sistema di equilibrio.

È questo un generatore di tensione continua a debole valore. Esso è simmetrico cioè esso fornisce una forza elettromotrice positiva oppure negativa. La polarità di questa forza elettromotrice è determinata dalla posizione di un cursore del potenziometro. Questo ultimo quando si trova a metà della sua corsa determina una forza elettromotrice nulla; essa diverrà positiva o negativa allorchè si sposterà il cursore da un lato o dall'altro rispetto alla posizione intermedia. La forza elettromotrice fornita da una mezza rotazione può essere regolabile manualmente e raggiungere al massimo più o meno 200 microvolt. Questo sistema è destinato ad equilibrare la forza elettromotrice residua, vale a dire ad annullare il segnale di errore. Il cursore del potenziometro è solidale con l'albero del motore di correzione.

1.2.4. - Indicatore del senso di equilibrio.

Esso è costituito da un galvanometro ammortizzato per le vibrazioni, del tipo ad immersione ed avente una sensibilità di 5.10^{-9} A. Esso resiste in maniera notevole agli urti e può anche esser posto in un pannello come un semplice strumento ad indice.

1.2.5. - Trasmissione delle informazioni.

Un pennello luminoso colpisce lo specchietto di un galvanometro che

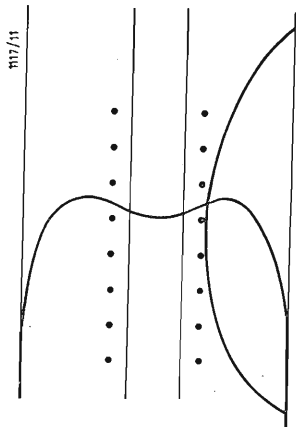



Fig. 2 - Per un forno a resistenze avvolte l'ubicazione ottima della termocoppia si trova all'interno delle curve dei gradienti termici radiali e longitudinali.

riflette, a secondo del senso di squilibrio su una o sull'altra delle due cellule fotoresistenti al solfuro di cadmio. A riposo, la macchia luminosa copre sensibilmente lo spazio posto fra queste due cellule. La tensione fornita dalle cellule eccitate sposta il punto di funzionamento della bilancia di Schmitt, in cui, se il tubo si mette ad erogare, chiude il contatto di un relè.

1.2.6. - Il correttore.

Un motore a potenza molto piccola, e con grande demoltiplicazione, porta sul suo albero una serie di camme che azionano dei contatti elettrici. Il senso di rotazione di questo motore è determinato dalla chiusura dei contatti dei relè 1 e 2.

L'albero aziona anche un dispositivo di « anticipo » che costituisce una delle originalità di questo regolatore. Questo dispositivo comprende essenzialmente un albero in materiale isolante, trascinato, con una frizione meccanica, in rotazione di qualche grado allorchè il motore ruota in un senso oppure nell'altro.

L'albero, per questa lieve rotazione chiude i contatti elettrici da cui dipende il cammino, quindi unicamente dal senso di rotazione e non dalla posizione dell'albero motore. Infine, il cursore del potenziometro del sistema di equilibrio è ugualmente solidale con il motore, così come è stato già citato prima. A riposo, i diversi elementi solidali con l'albero sono posti nel seguente modo: l'albero del sistema di anticipo non chiude nessuno dei due contatti del senso di rotazione; le camme disposte simmetricamente non agiscono su nessun contatto.

1.2.7. - Il variatore di potenza.

Ad un regolatore proporzionale si deve associare un variatore che permetta di agire proporzionalmente: ciononostante, nel caso qui presentato, ci si è limitati ad un sistema semiproporzionale che agisce a gradini. Quattro teleruttori, corrispondenti a quattro camme del collettore, mettono in serie o cortocircuitano quattro resistenze poste sul circuito del forno. Queste resistenze hanno dei valori identici a due a due e sono collegate secondo lo schema riprodotto in fig. 3. Se W è la potenza alla temperatura media di utilizzazione del forno, si farà in maniera tale che R non dissipi che una potenza uguale a $W/10$.

I valori delle resistenze sono stati scelti in maniera tale che $R_1 = 2R$. La resistenza totale, di conseguenza, uguale $6R$. Se si vuol inserire una resistenza $3R$ a partire dalla posizione di riposo, bisogna che due teleruttori cortocircuitino la resistenza che comandano, allorchè l'apparecchio è in posizione di riposo.

1.2.8. - Il forno.

Questo può essere di qualsiasi forma e possedere un'inerzia termica di qualsiasi grandezza. Anche se questo non è elettrico si può pensare ad un variatore approssimato, concepito con lo stesso criterio che agisce su un servo meccanismo di alimentazione.

1.2.9. - Il sistema di controreazione.

La controreazione è applicata direttamente dal galvanometro, secondo un procedimento che è già stato utilizzato da diversi autori. Questa controreazione è necessaria nel caso in cui le fluttuazioni diventino assai grandi e sorpassino le possibilità del regolatore. Il sistema di equilibratura automatica non può più fornire una forza elettromotrice sufficiente per annullare il segnale di errore se il pennello luminoso del galvanometro esce dalla superficie sensibile delle cellule. La controreazione ha per scopo di impedire una tale eventualità.

Da un punto di vista generale essa è proporzionale alla illuminazione delle cellule, ma, dato che è necessario per l'illuminazione di raggiungere un certo valore senza provocare il funzionamento della bilancia di Schmitt, la controreazione ha ugualmente il compito di ridurre la sensibilità del complesso.

La particolarità del montaggio consiste quindi nell'applicare la controreazione solo a partire da una certa soglia di illuminazione per la quale le bilancie possono già funzionare; al disotto di questo livello la forza elettromotrice di controreazione cresce molto rapidamente e blocca letteralmente il fascio luminoso sulla cellula. Questo è stato realizzato con l'aiuto di un diodo. In queste condizioni, la sensibilità resta eccellente e le bilancie di Schmitt si mettono in azione per il segnale di errore di più o meno 10 microvolt.

1.3. - Schema elettrico.

Lo schema elettrico di questo complesso è riprodotto nella fig. 5.

Il potenziometro P_1 serve per la equilibratura del dispositivo di controreazione, allorchè il potenziometro P_2 regola la soglia a partire dalla quale la controreazione viene inserita. La dosatura del tasso di controreazione applicata al galvanometro è effettuata tramite il potenziometro P_3. Il potenziometro P_4 e P_5 permettono di tarare la forza elettromotrice di compensazione. L'interruttore I_1 cortocircuita il galvanometro sin tanto che la forza elettromotrice della coppia termoelettrica non è in equilibrio. Il potenziometro P_6 regola lo zero della forza elettromotrice di equilibratura. I potenziometri P_8 e P_9 regolano i punti di funzionamento delle due bilance di Schmitt costituite da 2 tubi di tipo ECC40. Si può regolare tramite il potenziometro P_{10} la gamma delle forze elettromotrici totali che può fornire il sistema di equilibratura. Le resistenze da 10 kΩ poste sulle placche del tubo ECC40 del sistema di equilibratura devono essere di valore molto prossimo. Il condensatore di 2 μF elimina le scariche conseguenti allo sfregamento del

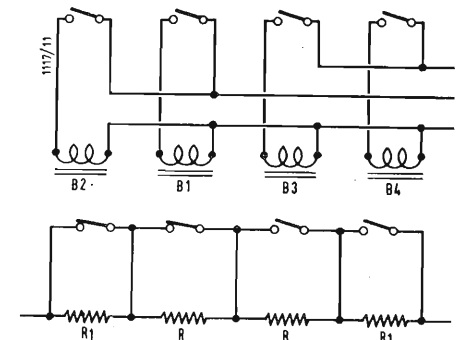



Fig. 3 - La potenza di riscaldamento è comandata da quattro teleruttori che mettono in serie, o cortocircuitano quattro resistenze collegate al sistema riscaldatore del forno.

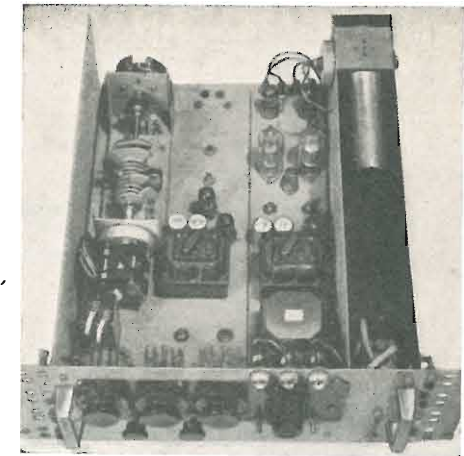



Fig. 4 - Vista dell'assieme del regolatore con termocoppia.

cursore del potenziometro P_1, che ovviamente deve essere un potenziometro a filo. Delle lampade spie al neon indicano la posizione della macchia catodica sulle cellule; B_1, B_2, B_3, B_4, sono le bobine eccitatrici dei teleruttori di potenza i cui contatti non sono stati riprodotti nello schema.

1.4. - Funzionamento.

Nello schema del regolatore tutti gli organi sono riprodotti nella loro posizione di riposo; è da questa posizione che si inizierà per seguirne il funzionamento. Quando il forno è portato alla sua temperatura di regime, la forza elettromotrice della coppia è equilibrata tramite il potenziometro. Quando questa regolazione è effettuata nessun segnale si presenta ai morsetti del galvanometro; le cellule non sono eccitate, il motore è dunque immobile e gli organi

(*) CAVALIER, G., Régulateurs électroniques pour fours électriques à haute température, *Electronique Industrielle*, maggio-giugno 1958, 20, pag. 44.

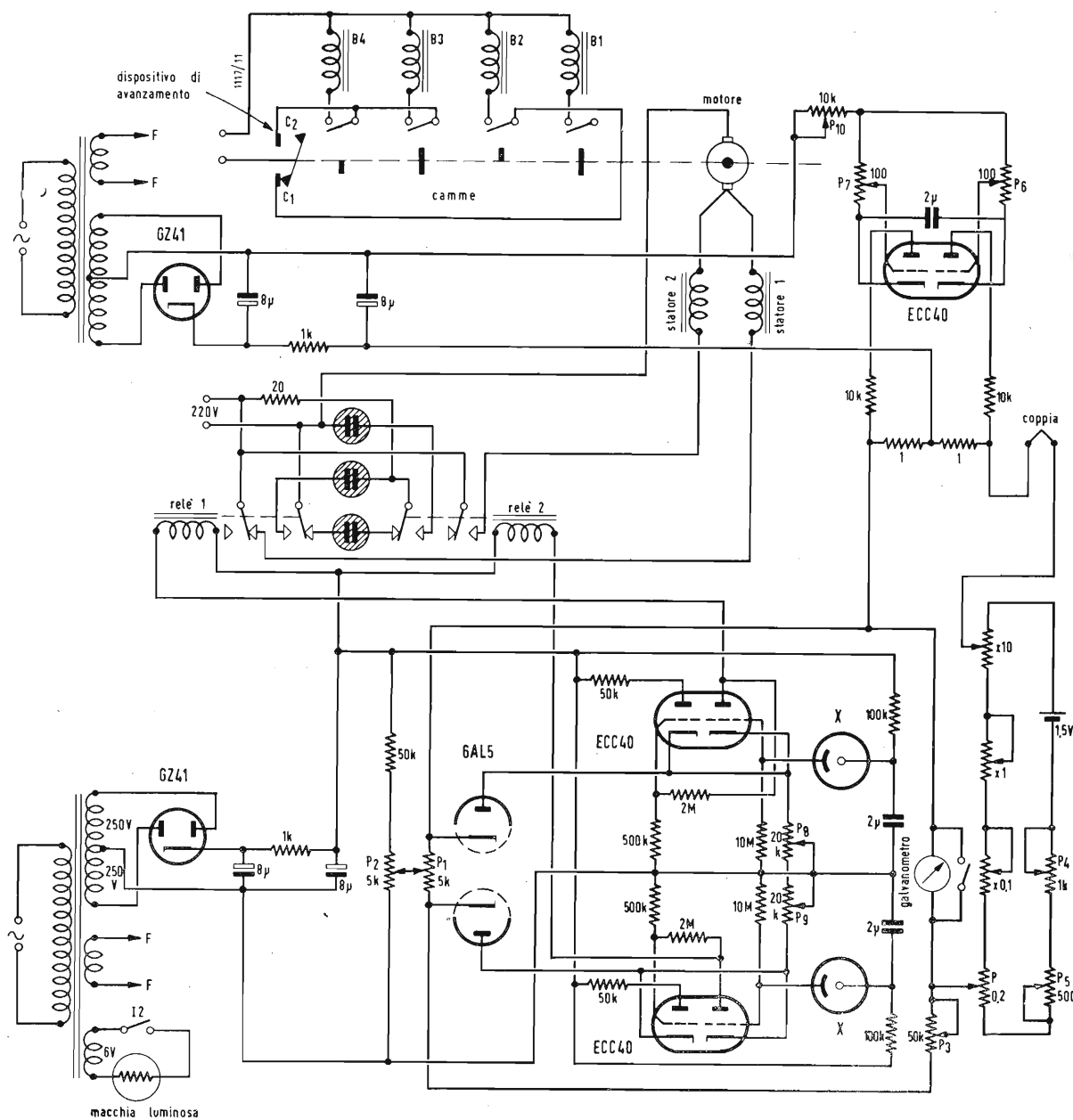



Fig. 5 - Schema elettrico del regolatore a termocoppia.

calettati sul suo albero sono in posizione intermedia. In questo momento si può vedere nella fig. 3, che rappresenta la posizione di riposo, due resistenze soltanto sono inserite nel circuito di alimentazione del forno. Questo determina una temperatura T_m. Si supponga che si presenti ora una fluttuazione di temperatura: questa ad esempio sia in aumento, un segnale appare allora ai morsetti del galvanometro, che devia la sua macchia ed eccita una delle due cellule. Il motore ruota nello stesso senso, cosa che ha per effetto di chiudere il contatto C_1 (fig. 15) e B_1 tramite il contatto corrispondente. Questo provoca la messa in serie di una resistenza R, che diminuisce la potenza elettrica dissipata nel forno e di conseguenza la temperatura di questo ultimo. Nello stesso tempo, il cursore P_7 ha ruotato in maniera da far aumentare la forza elettromotrice ai morsetti dalla coppia e del galvanometro, cosa che annulla il segnale e riporta il galvanometro a zero. La cellula non è quindi più eccitata, il motore si ferma in questa posizione. Se la fluttuazione è notevole e la temperatura continua ad aumentare malgrado che la potenza di riscaldamento sia diminuita il procedimento ricomincia nello stesso senso: la resistenza R_1 è inserita a sua volta nel circuito del forno. Allorchè la correzione è sufficiente e la temperatura si riabbassa, il motore ruota in senso inverso, ma invece di ritornare sui punti intermedi R_1, R, 0, passa direttamente sulla posizione zero perchè il dispositivo di anticipo apre immediatamente il contatto C_1: si ritrova dunque ben presto la posizione di correzione interessante: quella che permette un abbassamento di temperatura: si può allora rendere la regolazione perfettamente proporzionale se, al posto del sistema a camme, si applica una correzione tramite una bobina a nucleo saturabile. Le camme saranno allora sostituite da un secondo potenziometro (si veda appresso la descrizione di un regolatore a resistenza costante). Il dispositivo ad anticipo elimina totalmente l'alimentazione perchè permette di neutralizzare l'effetto di regolazione. Esso dipende direttamente dall'inerzia del forno, poichè non agisce che quando la curva « temperatura-tempo » cambia di segno. In conseguenza di questo dispositivo, il coefficiente di proporzionalità (vale a dire il rapporto della potenza istantanea applicata verso la potenza istantanea aggiunta in cui viene limitata per effetto della fluttuazione) può essere molto elevata, allorchè determina la fase della regolazione in funzione della fase del forno, poichè dipende dall'inerzia.

L'analisi di un simile sistema è sempre delicato. Tuttavia si noterà che questo regolatore agisce nel modo analogo a quello con cui si comporterebbe un regolatore manuale, si ritrova quindi in questo dispositivo una correzione ragionata caratteristica a quello di un operatore umano. Questo regolatore proporzionale ammette una deriva per una fluttuazione permanente. Questa deriva può essere calcolata con buona approssimazione, se si trascura il termine di secondo ordine. Per un forno elettrico essa è dunque espressa dalla seguente relazione:

$$\delta \neq \frac{\varepsilon \psi}{\mu \sigma}$$

in cui δ è la deriva, espressa in gradi; ε la tensione di fluttuazione totale massima in volt; μ la variazione di tensione in volt che può fornire il regolatore; ψ la forza elettromotrice di equilibrio in microvolt; σ la forza elettromotrice specifica della coppia, in microvolt per grado.

1.5. - Caratteristiche della realizzazione.

Le fig. 4, 6 e 7 danno un aspetto della realizzazione pratica di questo apparecchio, nella vista d'assieme (fig. 4) si nota a destra il compartimento riservato alle lampade che producono la macchia luminosa, il galvanometro e le cellule. L'interno del compartimento è dipinto in nero per evitare le riflessioni di luce parassite sulle cellule molto sensibili. Il compartimento alla sinistra contiene due telai fissi (fig. 6 e 7). Sul pannello frontale si trovano i commutatori a decadi del potenziometro di equilibratura. Il primo telaio (fig. 6) contiene l'alimentazione della macchia luminosa e le bilancie di Schmitt, i relè e la controreazione a soglia. La fig. 7 indica il secondo telaio sul quale si può vedere (da sinistra a destra) la pila del potenziometro, il motore, le camme, i dispositivi di anticipo ed il potenziometro del sistema di equilibratura. L'insieme costituisce un armadio che può essere posto in un quadro di controllo. Le vibrazioni non hanno alcuna influenza nociva sul buon funzionamento del regolatore perchè l'ammortizzatore del galvanometro è sufficiente a sopportarle. Impiegato con il suo sistema a camme, questo regolatore permette di mantenere la temperatura di un forno elettrico nei limiti ristretti per un tempo indeterminato. La registrazione riprodotta in fig. 8 indica la deriva di 1,5° circa per delle temperature comprese tra 800 e 1200° centigradi. A delle temperature più elevate si nota un miglioramento sensibile di questa regolazione.

Fig. 6 - Le bilancie di Schmitt, i relè e le loro alimentazioni sono disposte su un telaio separato.

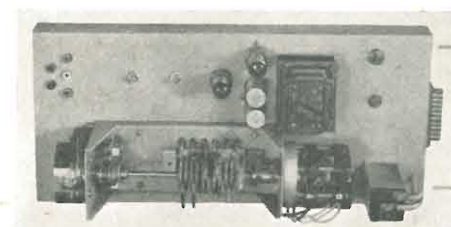



Fig. 7 - Un secondo telaio supporta il motore, le camme, il potenziometro e la pila che fornisce la tensione di riferimento.

2. - SECONDO REGOLATORE A RESISTENZA COSTANTE.

2.1. - La catena di regolazione.

Essa è più semplice che nel caso precedente. L'elemento informatore è qui costituito dall'avvolgimento dello stesso forno. A questo scopo esso è posto in un ramo di un ponte di Wheatstone. L'azione regolatrice non è la stessa che nel caso della termocoppia, essa interessa l'assieme del forno. Si noterà qui ancora che l'elemento informatore è posto nel punto più caldo poichè è l'avvolgimento riscaldante stesso. Il secondo elemento della catena è un generatore di segnali rettangolari a lungo periodo. Questo generatore agisce su un motore tramite l'ausilio di un commutatore elettrico che si comporta come relè. Il variatore di potenza che si trova in seguito produce una variazione continua della potenza immessa nel forno, che costituisce l'ultimo elemento della catena.

2.2. - Elementi costituenti.

2.2.1. - Il ponte.

Esso è caratterizzato dal fatto che uno dei suoi rami è percorso dall'intensità totale del forno. La resistenza che segue l'avvolgimento in questa parte del ponte sarà di preferenza di manganina dimensionata con larghezza per evitare il riscaldamento e possedere un'ottima stabilità.

2.2.2. - Il generatore di segnali rettangolari.

Il segnale ai morsetti del ponte è trasmesso al generatore tramite due trasformatori a rapporto molto elevato. I secondari di questi trasformatori hanno ugualmente un'impedenza assai elevata nei confronti di quelle dei circuiti di griglia verso i quali essi sono collegati. La frequenza del segnale deve essere bassa. Un periodo ogni 3-4 secondi è un buon valore che si può aumentare ponendo una capacità più forte fra i morsetti dell'uscita. Il complesso è alimentato con corrente alternata.

2.2.3. - Il motore ed il suo commutatore.

Il motore sincrono è di debole potenza, ha due sensi di rotazione, comandati da due avvolgimenti separati. Questi avvolgimenti sono alimentati tramite una coppia di triodi la cui polarizzazione è determinata dai segnali rettangolari forniti dal generatore. Il motore è dunque sollecitato a girare periodicamente nei due sensi in tempi uguali. Questo definisce per l'albero di questo motore, avente una grande demoltiplicazione, una posizione intermedia.

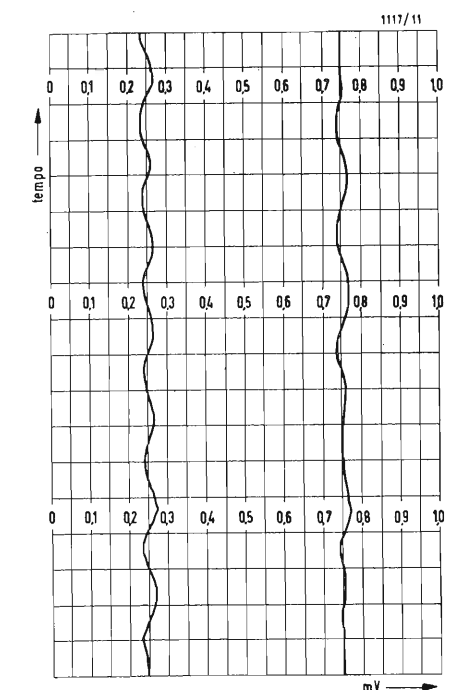



Fig. 8 - Registrazioni delle fluttuazioni di tensione del regolatore a 800 °C (curva di sinistra) e a 1200 °C curva di destra, corrispondente a delle variazioni di temperatura di 1,5 °C circa. La scala totale, 1 m/volt, rappresenta una variazione di 77 °C.

2.2.4. - Il variatore di potenza.

Un induttanza saturabile, in serie con l'alimentazione del forno è impiegata come variatore. Il suo avvolgimento continuo è posto nel circuito anodico di un tubo di potenza che lavora sulla sua caratteristica statica. La polarizzazione è regolata da un po-

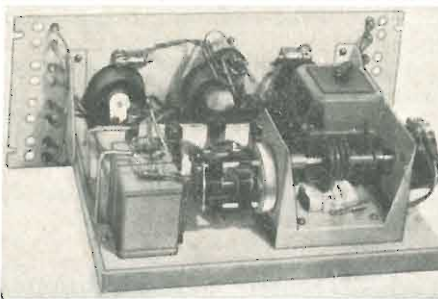



Fig. 9 - Il regolatore propriamente detto è realizzato in maniera da poter essere collocato su un telaio.

Fig. 10 - Il variatore di potenza adotta un tubo 807 completo di alimentatore, il tutto compreso in una unità meccanica singola.

tenziometro il cui cursore è solidale con l'albero del motore menzionato prima. Un'alimentazione separata fornisce la tensione anodica necessaria al tubo di potenza impiegato.

2.2.5. - Il forno.

Questo tipo di regolatore è esclusivamente adatto per forni elettrici il cui materiale che costituisce l'avvolgimento possiede un forte coefficiente di temperatura. Il platino e soprattutto il molibdeno ed il tungsteno si prestano egregiamente a questo tipo di montaggio.

2.3. - Schema elettrico.

Lo schema dell'insieme del regolatore, compreso il variatore di potenza, è riprodotto nella fig. 11. I valori sono forniti per gli elementi del ponte corrispondenti ad un forno di 3 kVA il cui avvolgimento è in molibdeno. Un occhio magico, la cui tensione di griglia è prelavata nel punto *X* permette di osservare lo squilibrio del ponte. Questo assicura una regolazione facile della resistenza *N*.

La corrente necessaria per saturare l'induttanza del variatore è di 80 mA con 700 V.

Si potrebbe ugualmente utilizzare un avvolgimento a bassa tensione, in questo caso il potenziometro di regolazione della polarizzazione verrebbe ad essere sostituito da un autotrasformatore a rapporto variabile. La tensione di alimentazione del motore deve essere calcolata tenendo conto della caduta di tensione nei tubi del commutatore.

2.4. - Funzionamento.

Allorchè il forno raggiunge la temperatura di esercizio il ponte è equilibrato tramite la resistenza *N*. Nei punti *A* e *B* non compare nessuna tensione ed il generatore fornisce dei segnali i cui valori di cresta sono uguali.

Il cursore del potenziometro definisce una polarizzazione corrispondente alla temperatura.

Se la temperatura varia, il segnale fornito dal ponte squilibra il generatore i cui segnali nel tempo non sono più uguali, i segnali positivi sono ad esempio più lunghi di quelli negativi.

Il motore ruota quindi per un tempo maggiore in un determinato senso, cosa che corrisponde ad uno sfalsamento del cursore del potenziometro nei confronti alla sua posizione primitiva.

La polarizzazione del tubo 807 varia determinando una correzione di potenza.

2.5. - Presentazioni e caratteristiche.

Il variatore di potenza (fig. 10) costituisce un elemento importante della catena di regolazione; per questo motivo è stato costruito in una unità separata rispetto al regolatore propriamente detto.

Quest'ultimo è montato su un telaio come nel caso descritto in precedenza.

La particolarità essenziale di questo regolatore è di non incorporare nessun relè e di essere alimentato completamente con tensione alternata ad eccezione della tensione anodica del tubo 807. La precisione è risultata eccellente, migliore di 1°C a 1500°C.

(*il testo segue a pag.* 526)

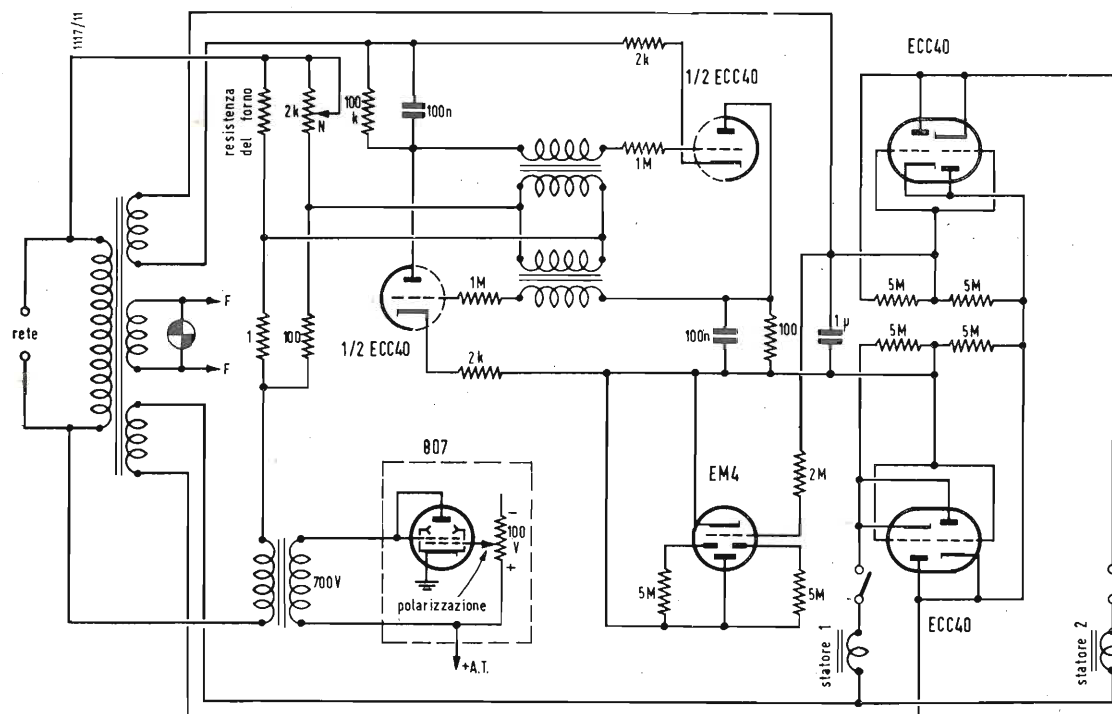



Fig. 11 - Schema generale del regolatore a resistenza costante; questo regolatore, come pure il forno è alimentato a 220 volt CA.

Convertitori di Tensione a Transistori (*)

I moderni nuclei magnetici sono divenuti alleati preziosissimi dei semiconduttori. In molti campi dell'eletttronica questa combinazione ha notevolmente migliorato la sicurezza, il rendimento e la robustezza di apparecchiature già esistenti. In taluni casi, come nella conversione di tensioni continue in alternate, la combinazione di transistori e di opportuni nuclei magnetici ha portato a metodi interamente nuovi di affrontare il problema.

NEI CIRCUITI di potenza in c.a. generalmente una tensione è convertita in un altra per mezzo di trasformatori. Però quando è dispobinile solamente una sorgente in c.c., come per es. in molti tipi di apparecchiature portatili, la conversione dalla sorgente di tensione primaria a tutte le altre tensioni richieste, diventa un problema assai più difficile. Conversione di tensione di questo tipo sono generalmente realizzate con un procedimento a vari stadi.

In apparecchiature di tale tipo, dei vibratori convertono la tensione in c.c. in tensione in c.a. per mezzo di semplici interruzioni meccaniche (di frequenze determinata) della corrente. Poi all'uscita in c.a. viene portata ad un trasformatore che fornisce la tensione desiderata e finalmente quindi tale tensione viene nuovamente rettificata per avere il desiderato valore della tensione c.c. in uscita.

Questo metodo di conversione è usato in larga scala nelle radio per automobili e in moltissime applicazioni di tipo militare come per esempio alimentatori per missili e apparecchiature elettroniche portatili.

Il principale inconveniente di questo procedimento di conversione è il basso rendimento, la breve durata e l'incertezza dei contatti dei vibratori meccanici, alcuni dei quali devono aprire e chiudere i contatti che conducono la corrente molte centinaia di volte per secondo.

Un nuovo modo di affrontare il problema della conversione di tensione è stato reso possibile dal recente sviluppo e dalla presente disponibilità di transitori a giunzione di discreta grandezza.

Con questi nuovi transistori in unione con trasformatori di tipo speciale è stato progettato un circuito che converte tensione in c.c. in tensione in c.a. con un rendimento del 90%. Questo circuito, chiamato invertitore, è rappresentato in fig. 1*a*.

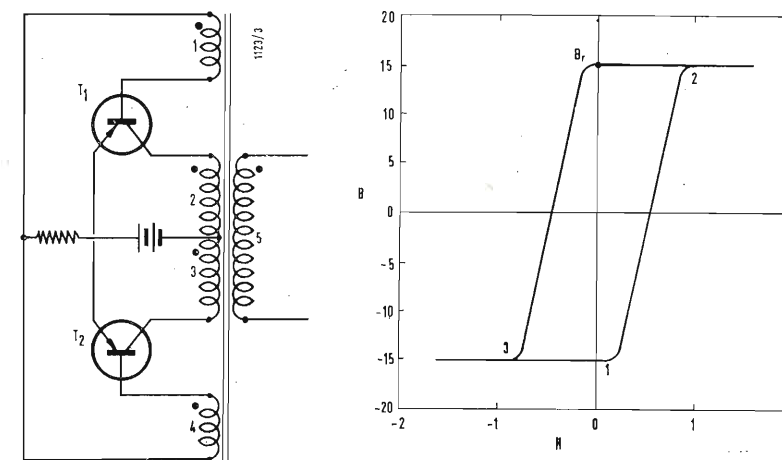



Fig. 1 - *a*) Circuito base di un invertitore a transistore e nuclei magnetici; *b*) ciclo di isteresi dinamico del nucleo.

Il suo funzionamento è il seguente: i due transistori T_1 e T_2 conducono alternativamente applicando la tensione in c.c. di ingresso all'avvolgimento 2 e 3, mentre gli altri due avvolgimenti del trasformatore, 1 e 4 controllano le commutazioni dei transistori. Tali commutazioni producono una onda in c.a. quasi squadrata in uscita sull'avvolgimento 5.

Il funzionamento del circuito dipende principalmente dalla proprietà del materiale con cui è costruito il nucleo del trasformatore. Per esempio la densità del flusso necessario per saturare il nucleo è uno dei fattori che determinano la frequenza delle oscillazioni del circuito; e inoltre la saturazione improvvisa che si ha nei materiali che presentano un ciclo di isteresi rettangolare, provoca delle variazioni nella tensione di reazione che fà si che il transistore commuti istantaneamente quando la tensione sul trasformatore diventa trascurabile. Per il fatto che questo circuito può funzionare ad una frequenza molto maggiore dei vibratori convenzionali, esso ha il grande vantaggio di richiedere il trasformatore e le componenti del filtro di dimensioni molto più piccole.

Prima di esaminare nei dettagli il funzionamento del circuito, è bene mettere in evidenza che i transistori in questa applicazione funzionano come commutatori e non come elementi di controllo lineari. Quando uno dei transistori è nello stato conduttore l'altro non conduce e si comporta essenzialmente come un circuito aperto. Il vantaggio principale del funzionamento dei transistori come commutatori è il fatto che la potenza dissipata in calore dal transistore è solo una piccola frazione della potenza utilizzabile controllata. Mentre invece, come è noto, quando il transistore funziona nella regione lineare della sua caratteristica la

(*) SCHMIDT P. L.: Voltage Conversion with Transistor Switches, *Bell Laboratories Record*, February 1958.

potenza dissipata in calore è uguale o maggiore di quella utilizzata.

Le curve caratteristiche di un transistore di potenza a giunzione, rappresentate nella fig. 2*a* facilitano la comprensione della differenza accennata fra la dissipazione di potenza quando il transistore funziona nella regione lineare e quando funziona come commutatore. Esse aiutano anche a comprendere il funzionamento del transistore come commutatore.

Tali caratteristiche mostrano le relazioni fra la tensione del collettore *V*- e la corrente del collettore I_C, nel caso del semplice circuito di fig. 2*b*. Se una batteria da 28 V c.c. e un carico di 4Ω sono connessi in serie fra collettore ed emettitore, la tensione ai capi del transistore può essere variata praticamente dal valore della tensione della batteria al valore zero, variando la corrente di base I_B. La retta di carico dei 4Ω dal punto *A* al punto *B* della fig. 2*a* mostra tali condizioni. Anche con corrente di base zero nel collettore fluisce una corrente sia pure piccolissima, la corrente di vuoto I_{Co}. La corrente nel carico può essere ridotta praticamente a zero se la base è portata ad un piccolo potenziale positivo rispetto al collettore e all'emettitore. In tale condizione il transistore è in interdizione e può essere assimilato ad un circuito aperto. La tensione positiva di base per portar transitore in interdizione è inferiore ad 1 volt, e allora la corrente di base è estremamente piccola.

Se poi la base viene portata gradatamente a valori negativi rispetto allo emettitore, allora la caduta di tensione descresce e la corrente nel carico aumenta fino a che la corrente di base non raggiunge il valore di circa 300 mA. In tale condizione (punto *B*) la tensione ai capi del transistore è inferiore a 0,5 V, cosichè quasi tutta la tensione della batteria è applicata ai capi del carico, e la corrente del carico non può aumentare. In tali condizioni il transistore è saturato e può essere assimilato al contatto di un interruttore con resistenza inferiore ai 0,5 Ω.

Se la tensione di base V_b è commutata improvvisamente da un valore leggermente positivo a un valore negativo sufficiente a produrre la saturazione, la corrente nel carico viene ad essere similmente commutata da un valore praticamente zero fino a circa 7 mA, proprio come avverrebbe se il contatto di un interruttore fosse improvvisamente chiuso. Analogamente se la tensione di base viene ora portata istantaneamente ad un valore positivo, il transistore viene portato alla interdizione e la corrente nel carico tornerebbe al valore zero, proprio come avverrebbe se il contatto di un interruttore fosse improvvisamente aperto. La potenza dissipata da un tale commutatore a transistori è molto piccola poichè quando il transistore è in saturazione (interruttore chiuso) la corrente è grande ma la tensione ai suoi capi è piccola; ugualmente quando il transistore è all'interdizione (interruttore aperto) la tensione ai capi del transistore è grande ma la corrente è praticamente zero.

Nella fig. 2*a* è tracciata anche la curva dei punti in cui si ha una uguale dissipazione di potenza (per questo caso 20 watt), che rappresenta il limite della zona sicura di lavoro del transistore di potenza in questione.

Sebbene la retta di carico passi attraverso alla regione di dissipazione superiore a quella di sicurezza, il tempo di commutazione (tempo che il transistore impiega a passare dalla condizione di saturazione a quella di interdizione, punti *B* ed *A*, rispettivamente, della fig. 2*a*, o viceversa) può essere reso breve abbastanza da mantenere la *dissipazione media* ad un valore basso. Di conseguenza la potenza che può essere controllata con il transistore è molto più grande (usualmente vi è un fattore 10) di quella che può essere dissipata con sicurezza dal transistore.

Con questi due fatti in mente — funzionamento del transistore come un commutatore e bassa dissipazione media di potenza — possiamo ora passare alla descrizione dettagliata del funzionamento dell'invertitore di tensione a transistori rappresentato in fig. 1*a*.

Supponiamo che sia data tensione al circuito, e che fra le sezioni dei due transistori vi sia un piccolo squilibrio in modo tale che nell'avvolgimento 2 del trasformatore fluisca una corrente maggiore che nell'avvolgimento 3. Facciamo anche l'ipotesi che il nucleo magnetico sia nella condizione rappresentato con il numero 1 della fig. 1*b*. Il flusso magnetico nel nucleo comincierà ora a variare, tendendo alla saturazione positiva, inducendo così una tensione negli avvolgimenti 1 e 4 del trasformatore. Questa tensione ha un senso tale da rendere positivi gli estremi degli avvolgimenti contrassegnati in figura da un punto. Come si vede, con tali polarità la base del transistore T_1 è negativa e la base del transitore T_2 è positiva, e quindi T_1 è portato alla saturazione mentre T_2 è all'interdizione. La tensione totale della batteria, eccetuato la piccola caduta ai capi del transistore T_1, viene ora applicata ai capi dell'avvolgimento 2, e il flusso nel nucleo varierà con una velocità costante, determinata dalla tensione applicata ai capi dell'avvolgimento 2, dal numero di spire di tale avvolgimento e dalla sezione del nucleo.

Questa variazione del flusso a velocità costante continuerà fino a che il nucleo non venga a trovarsi nello stato di saturazione positiva, rappresentato dal numero 2 della fig. 1*b*. A questo punto la corrente nell'avvolgimento 2 aumenta bruscamente portando il nucleo sempre più in saturazione. La tensione indotta nell'avvolgimento invece cade rapidamente ad un valore molto prossimo allo zero, cosicchè il transistore T_1 viene portato all'interdizione e blocca la corrente che fluisce nell'avvolgimento 2.

In conseguenza dell'interdizione del transistore T_1, il flusso magnetico nel nucleo si riduce al valore B_r, detto anche flusso residuo. Nell'avvolgimento 1 e 4 viene così indotta una tensione di polarità contraria alla precedente, per cui la base del transistore T_1 diventa positiva e quella del transistore T_2 diventa negativa. In questo modo il transistore T_1 viene a trovarsi completamente all'interdizione mentre il transistore T_2 conduce. Poichè il T_2 conduce, ora tutta la tensione della batteria viene applicata sull'avvolgimento 3 e il flusso magnetico nel nucleo comincia a variare portandosi verso la zona di saturazione negativa. Nell'intervallo di tempo in cui il flusso passa dalla saturazione positiva alla saturazione negativa, le tensioni indotte sono ancora sufficienti a mantenere il transistore T_1 all'interdizione, e il transistore T_2 alla saturazione. Quando il flusso ha nuovamente raggiunto il valore della saturazione negativa, si ripete il meccanismo della commutazione, cioè il transistore T_1 torna a condurre il transistore T_2 va in interdizione e il flusso torna a variare portandosi verso la zona di saturazione positiva.

Fig. 2 — *a*) Caratteristiche di collettore (I_C — V_C) di un transistore a giunzione nella configurazione con emettitore a terra; *b*) circuito tipico di un transistore con emettitore a massa.

Fig. 3 - Circuito invertitore da corrente continua in corrente continua. Il funzionamento di questo circuito è automatico.

Questo ciclo si ripete continuamente, e il ripetersi delle commutazioni dei transistori si manifesta come una onda quadra alternata all'uscita, sull'avvolgimento 5.

La frequenza di questa onda in uscita può essere matematicamente determinata in base alle equazioni che regolano questi fenomeni: per un nucleo con una determinata densità di flusso alla saturazione, con una data sezione e un dato numero di spire dell'avvolgimento, la frequenza è direttamente proporzionale alla tensione in c.c. applicata.

Le applicazioni degli invertitori con transistori e nuclei magnetici possono essere raggruppati in due classi:

1) Conversione di una tensione in c.c. ad un altra pure in c.c.

2) Conversione di una tensione in c.c. ad una in c.a.

La prima di queste due classi può essere bene illustrata considerando un problema che frequentemente si incontra nelle applicazioni elettroniche. Un ingegnere deve progettare un alimentatore per un ricevitore od un transistore portatile, oppure per una apparecchiatura per missili. Egli sa che la sorgente di potenza primaria, che egli può utilizzare, è una batteria a bassa tensione, e conosce anche i vari valori delle tensioni in c.c. (sia inferiori che superiori a quello della tensione della batteria) che occorrono per i vari circuiti elettronici della apparecchiatura. Egli sa, per la sua passata esprienza, che un sistema di conversione con dinamo e generatore è molto ingombrante e presenta disturbi elettrici. Sa che i vibratori usati nei normali alimentatori hanno una vita molto limitata, e che bisognerebbe usare molti espedienti per proteggere i circuiti dai disturbi provocati dai vibratori. Inoltre il rendimento di tali dispositivi meccanici raramente raggiunge il 65 per cento, e i vibratori possono funzionare al massimo con frequenze intorno ai 250 cicli.

Con i transistori attualmente disponibili invece un circuito invertitore a transistori può funzionare con frequenze fino a 2000 cicli con potenza dell'ordine dei 100 W, e anche con frequenze fino a 20.000 cicli con potenze dell'ordine di 10 W.

Naturalmente con queste frequenze più alte è possibile usare trasformatori, induttanze e componenti in genere di tipo miniaturizzato.

Un circuito tipico per convertire una tensione in c.c. in un'altra pure in c.c. è rappresentato in figura 3.

I tre elementi essenziali del circuito sono: un invertitore a transistori (di cui già abbiamo parlato), un ponte di raddrizzatori per passare nuovamente dall'alternata in continua, e infine un filtro. Generalmente per il filtro occorrono solo condensatori di piccola capacità poichè l'uscita è essenzialmente in c.c. con piccola percentuale di alternata. Nel circuito di fig. 3 l'invertitore differisce leggermente dal circuito base di fig. 1*a*, poichè vi è stato aggiunta la resistenza R_2. Il circuito di fig. 1*a* quando è fortemente caricato non si mette in funzione automaticamente, occorre innescare il ciclo delle commutazioni. Con l'aggiunta della resistenza R_2, quando si da tensione al circuito si provoca uno squilibrio nelle polarizzazioni dei due transistori e le oscillazioni del circuito si innescano automaticamente.

Il circuito di conversione da c.c. in c.c. mostrato nella figura 3 è stato utilizzato nel progetto di alimentatori per varie apparecchiature militari per un campo di tensioni di entrata e di uscita estremamente vario, e per potenze di utilizzazione che vanno da 10 a varie centinaia di watt.

Per avere una idea delle dimensioni in cui è stato possibile contenere dispositivi di questo tipo, basti pensare che un convertitore recentemente progettato per 24 volt di entrata e 30 watt di uscita è stato contenuto in una scatoletta ermeticamente chiusa le cui dimensioni esterne sono circa 50×75×100 millimetri.

Oltre alle considerazioni di peso e di ingombro, che pure sono di notevole interesse, alimentatori di questo tipo presentano notevoli vantaggi elettrici nei confronti degli alimentatori che impiegano convertitori usuali con vibratori meccanici. Poichè nell'invertitore a transistori non vi sono contatti che si deteriorano o si consumano con l'uso, esso offre una grande sicurezza di esercizio.

La vita media di alcuni vibratori meccanici è inferiore alle 40 ore, alcuni circuiti a transistori invece hanno funzionato per più di 5000 ore senza alcun inconveniente ai transistori. Gli invertitori hanno anche un rendimento maggiore dei convertitori a vibratore (superiore all'85% rispetto al 65% di questi ultimi). Inoltre il transistore è un componente molto più solido e privo di disturbi che un vibratore meccanico il quale è invece molto sensibile agli urti e alle vibrazioni e che spesso produce disturbi elettrici nel circuito, causati dall'arco che spesso si verifica nei circuiti.

Un apparente inconveniente nell'uso dei transitori, nei convertitori di tensione, è il limite al campo di funzionamento imposto dalla temperatura ambiente. Tuttavia prove sperimentali hanno dimostrato che gli alimentatori dei missili funzionano ancora con notevole sicurezza con temperature dello chassis di 85 °C, e inoltre l'influenza negativa dell'alta temperatura sui transistori che funzionano come commutatori è molto inferiore a quella che sia ha sui transistori che funzionano come normali amplificatori.

La temperatura massima di funzionamento potrà essere, con ogni probabilità, aumentata quando saranno disponibili transistori di potenza al silicio con caratteristiche utilizzabili per circuiti di commutazione.

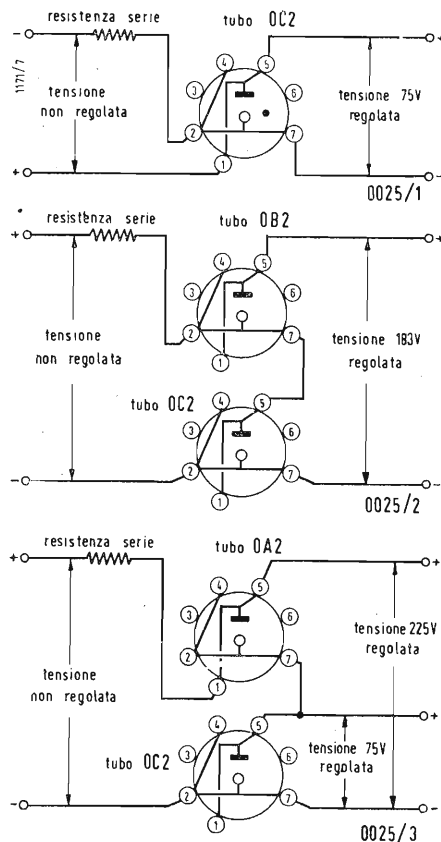
(*il testo segue a pag.* 526)

Progetto di circuiti per tubo regolatore 0C2.

0025 -

Rispondiamo collettivamente ad alcuni Lettori che ci chiedono chiarimenti a quanto detto nella presentazione del tubo regolatore di tensione OC 2.

Un circuito tipico atto a stabilizzare una tensione continua di — 75 V circa è rappresentato in fig. 1. Vengono sfruttate le con-

nessioni interne del tubo per far sì che una volta tolto il tubo dal suo zoccolo, al carico non venga applicata tensione non stabilizzata.

Circuiti analoghi sono riportati nelle figure 2 e 3. In entrambi i casi viene tolta tensione al carico quando l'uno o l'altro dei due tubi è rimosso dallo zoccolo.

Quanto ai criteri di progetto di un circuito del tipo di quello riportato in fig. 1, ricordiamo che in serie con il tubo è necessario prevedere sempre un resistore, il cui valore dipende dalla tensione c.c. di alimentazione dalla caduta di tensione anodica, dalla corrente nel carico e dalla corrente di funzionamento attraverso il tubo entro i limiti fissati dal costruttore.

Il valore della resistenza serie è dato da:

$$R_{min} = \frac{V_{max} - V_{Tmin}}{I_{Tmax} + I_{Lmin}} \qquad [1]$$

dove:

V_{max} = massima tensione continua filtrata e non regolata;

V_{Tmin} = minimo valore della caduta di tensione anodica (dato fornito dal costruttore del tubo);

I_{Tmax} = massima corrente continua catodica (dato fornito dal costruttore del tubo);

I_{Lmin} = minimo valore della corrente assorbita dal carico.

Analogamente, il valore massimo della resistenza serie è dato da:

$$R_{max} = \frac{V_{min} - V_{Tmax}}{I_{Tmin} + I_{Lmax}} \qquad [2]$$

dove i simboli rappresentano i valori minimi e massimi delle grandezze che compaiono nella [1].

In condizioni di assoluta oscurità (la luce ambiente ha influenza sul funzionamento dei tubi regolatori), il valore massimo della resistenza serie risulta modificato come segue:

$$R'_{max} = \frac{V_{min} - V_{BOmax}}{I_{Lmax}} \qquad [3]$$

dove:

V_{min} = minima tensione continua filtrata e non regolata;

V_{BOmax} = massimo valore della tensione anodica di rottura (dato fornito dal costruttore del tubo);

I_{Lmax} = massimo valore della corrente assorbita dal carico.

La resistenza serie deve avere valore compreso tra un valore minimo fissato dalla [1] e un valore massimo scelto nel più piccolo tra i due fissati dalle [2] e [3].

Esempio: circuito regolatore con tubo OC 2 atto a fornire una tensione regolata V_T = 75 V a un carico che assorbe una corrente I_L variabile tra 5 e 10 mA. La tensione continua filtrata, non regolata è di 250 V ± 10 % (cioè variabile tra 225 V e 275 V).

Il tubo ha: V_{Tmin} = 68 V; V_{Tmax} = 83 V; I_{Tmin} = 5 mA; I_{Tmax} = 30 mA; V_{BOmax} = 145 V, in totale oscurità.

Con la [1] si calcola:

$$R_{min} = \frac{275 - 68}{30 + 5} = \frac{207}{35} = 5{,}92 \text{ k}\Omega.$$

Con la [2] si calcola:

$$R_{max} = \frac{225 - 83}{5 + 10} = \frac{142}{15} = 9{,}47 \text{ k}\Omega.$$

Mentre con la [3] si calcola la R'_{max} in condizioni di completa oscurità:

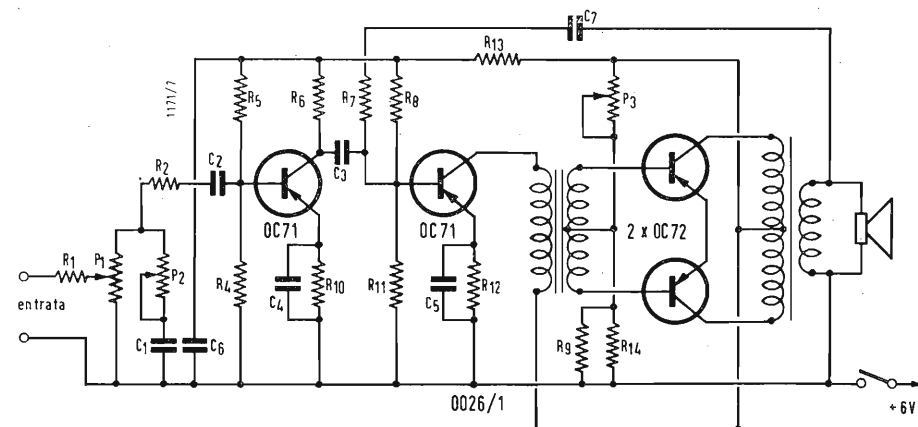
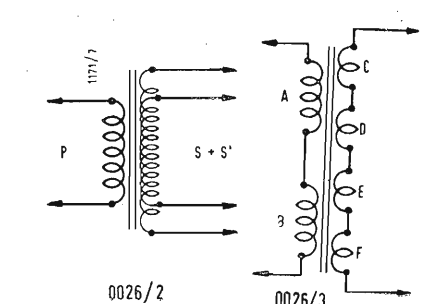
$$R'_{max} = \frac{225 - 145}{10} = \frac{80}{10} = 8 \text{ k}\Omega.$$

Pertanto la resistenza serie dovrà essere scelta tra 6 kΩ (5,92) e 8 kΩ, per condizioni di funzionamento in completa oscurità.

(*A.*)

Amplificatore per giradischi del tipo portatile.

0026 - *Sig. G. Minardi - Bologna*

Un giradischi del tipo portatile alimentato in corrente continua con batterie, e amplificatore a transistori, è senz'altro realizzabile. In fig. 0026/1 riportiamo uno schema realizzato dalla società Philips. Il complesso giradischi è costituito da un motore funzionante a 6 V e richiedente circa 40 mA. L'insieme motore e amplificatore richiede quindi una potenza assorbita non superiore al mezzo watt.

I due transistori preamplificatori sono del tipo OC 71, invece lo stadio finale in classe *B*, comprende due transistori OC 72 collegati in push-pull adatti a fornire una potenza di uscita di circa 420 mW. Tale stadio è stabilizzato dalla resistenza R_9 del tipo N.T.C.

Per un buon pilotaggio l'amplificatore necessita di una tensione di ingresso di 300 mV per ottenere la quale può essere utile l'uso di un fonorivelatore a cristallo del tipo Philips AG 3010.

Valori dei componenti: P_1 = potenziometro da 500 kΩ; P_2 = potenziometro da 100 kΩ; P_3 = potenziometro da 3 kΩ.

R_1 = 330 kΩ 1/8 W; R_2 = 8,2 kΩ; R_4 = 10 kΩ; R_5 = 47 kΩ; R_6 = 3,3 kΩ; R_7 = 56 kΩ; R_8 = 39 kΩ; R_{10} = 0,82 kΩ; R_{11} = 15 kΩ; R_{12} = 330 Ω, 1/2 W; R_{13} = 150 Ω, 1/2 W; R_{14} = 82 Ω, 1/2 W (tutte le resistenze, escluse quelle per le quali sono stati indicati valori diversi, debbono essere del tipo da 1/8 W); R_9 = Resistenza NTC (a 25 °C 130 Ω, *b* = 4500 °K).

C_1 = 12 pF, ceramico; C_2 = 10 μF, 3 V; C_3 = 32 μF, 3 V; C_4 = 32 μF, 3 V; C_5 = 100 μF, 3 V; C_6 = 100 μF, 12,5 V; C_7 = 1 μF.

Altoparlante con 5 Ω di impedenza.

Trasformatore T_1 (fig. 0026/2).

Avvolgimento primario: *P* = 1925 spire 0.12 rame smaltato, resistenza ohmica 206 Ω, *L* = 7,8 H (a 100 Hz, *I* = 3 mA).

Avvolgimento secondario: *S* e *S'* ciascuno 550 spire, bifilare, 0.30 rame smaltato, resistenza ohmica di ciascun avvolgimento 12,3 Ω.

Nucleo: dimensioni 31 × 25 × 8 mm; lamierini tipo NiFe36 (36 % nickel, 2 % rame, 0,8 % manganese, rimanente ferro).

Trasformatore T_2 (fig. 0026/3):

Primario: *C*, *D*, *E*, *F* = ciascuno 79 spire 0.40 rame smaltato, resistenza ohmica *C* + *D* = *E* + *F* = 1,75 Ω; *L* = 0,8 H (a 100 Hz).

Secondario: *A* e *B* ciascuno 32 spire 0,80 rame smaltato. Resistenza ohmica *A* + *B* = 0,19 Ω.

Nucleo: dimensioni 40 × 32 × 10,5 mm; lamierini tipo SiFe 2,6 (0,8 — 1,8 % silicio, rimanente ferro).

(*P. Soati*)

Stazioni radiofoniche ad onde medie ed onde corte.

0027 - *Sig. Edoardo Cacciotta - Palermo*

La stazione che riceve su di una frequenza molto prossima a quella della stazione di Caltanissetta 566 kHz, è effettivamente africana.

Si tratta della stazione di ONDURMAN che trasmette sulla frequenza di 572 kHz. La stazione che interferisce Milano 899 kHz è una emittente della Repubblica Democratica Tedesca e precisamente BURG che emette su 904 kHz.

Il Canadà emette un notiziario in lingua italiana dalle ore 20.30 alle 21.00 sulle frequenze di 15320 e 17820 kHz, il sabato e la domenica.

Talvolta oltre a notizie inerenti i nostri connazionali residenti colà ne trasmette i saluti. Per avere ulteriori notizie ed i relativi programmi si rivolga al seguente indirizzo: *Canadian Broadcasting Corporation*, sezione italiana, P.O. Box 6000, Montreal (Canadà).

(*P. Soati*)

Apparecchio radio portatile alimentato a batterie.

0028 - *Sig. Sergio Battaglini*

Nel numero scorso ed in questa stessa rubrica abbiamo riportato lo schema di due apparecchi a transistori ed altri schemi pubblicheremo nei prossimi numeri. Ritengo che Lei farebbe bene ad orientarsi verso uno di questi schemi la qualcosa le permetterebbe di realizzare un apparecchio moderno. Ad ogni modo per soddisfare il suo desiderio in fig. 0028/1 riporto lo schema di un apparecchio portatile a valvole ed alimentato con pile a 67,5 V per l'anodica ed a 1,5 V per l'accensione.

Le valvole usate sono rispettivamente: 1AB6 eptodo, convertitore di frequenza, 1AJ4 pentodo, amplificatore di frequenza intermedia, 1AH5 diodo rivelatore, e preamplificatore di B.F., 3C4 pentodo amplificatore di potenza.

La bobina di aereo può essere costituita da un telaio oppure da una antenna del tipo a ferrite e che si trova comunemente in commercio. Il condensatore variabile C_1 ed il relativo compensatore C_2, saranno scelti in relazione al tipo di bobina prescelta. Lo stesso dicasi per i condensatori C_4 e C_5 che saranno adatti al tipo di bobina oscillatrice. I trasformatori di frequenza intermedia saranno adatti al valore di 467 kHz. Il trasformatore di uscita dovrà avere una impedenza primaria di 15000 Ω. Si tratta di un circuito classico con CAV il quale non abbisogna di particolari spiegazioni. I valori delle resistenze sono i seguenti: *P* = 2 MΩ a grafite (potenziometro per il controllo di volume); R_1 = 27 kΩ; R_2 = 33 kΩ; R_3 = 15 kΩ; R_4 = 2,2 MΩ; R_5 = 68 kΩ; R_6 = 10 MΩ; R_7 = 2,7 MΩ; R_8 = 1 MΩ; R_9 = 3,3 MΩ; R_{10} = 400 Ω. Tutte le resistenze saranno del tipo da 1/2 W.

Condensatori: C_1 = vedi testo; C_2 = idem; C_3 = 50.000 pF, carta; C_4 = vedi testo; C_5 = idem; C_6 = 50 pF, mica; C_7 = C_{11} = C_{15} = 20.000 pF, carta; C_8 = C_{10} = 100 pF, mica; C_9 = 2000 pF, carta; C_{12} = C_{14} = 5000 pF, carta; C_{13} = 50 μF, 100 V.

Il telaio o la bobina dovrà essere adatto a ricevere le frequenze comprese fra i 520 ed i 1600 kHz.

Circa i listini dei prezzi, potrà procurarseli scrivendo alle Ditte nostre inserzioniste che, a richiesta, non mancheranno di farle pervenire i cataloghi della loro produzione.

(*P. Soati*)

Interpretazione delle sigle riportate sui tubi a raggi catodici.

0029 - *Sig. Angelo Calogero - Salerno*

Dato che Lei ci richiede la spiegazione della sigla riportata sul tubo PHILIPS AW53-80 cogliamo l'occasione per riportare il codice usato da detta casa per classificare i tubi a raggi catodici di sua produzione.

La *prima lettera* ha lo scopo di permettere il riconoscimento sul sistema di focalizzazione e di deflessione usato nel tubo in esame. Il codice è il seguente:

A = focalizzazione elettrostatica, deflessione magnetica.

D = focalizzazione e deflessione elettrostatica.

M = focalizzazione e deflessione magnetica

La *seconda lettera* ha il compito di far conoscere la *proprietà dello schermo luminoso* secondo il codice che segue:

B = Persistenza corta. Fluorescenza bluastra.

C = Persistenza molto corta. Fluorescenza blu-violetta.

F = Persistenza molto lunga. Fluorescenza arancione.

G = Persistenza media. Fluorescenza verde.

L = Persistenza lunga. Fluorescenza arancione.

P = Schermo a doppio strato. Fluorescenza bluastra a persistenza corta seguita da una fluorescenza giallo-verdognola a persistenza lunga.

W = Persistenza media. Fluorescenza bianca.

Il primo gruppo di lettere ha il compito di indicare la diagonale, od il diametro dello schermo in centimetri; così:

4 = corrisponde ad uno schermo da 4 centimetri (1 3/4 pollici)

13 = corrisponde ad uno schermo da 13 centimetri (5 pollici)

43 = corrisponde ad uno schermo da 43 centimetri (17 pollici)

53 = corrisponde ad uno schermo da 53 centimetri (21 pollici).

Il secondo gruppo di cifre è destinato ad indicare la serie ed una esecuzione particolare del tubo.

Quindi, ritornando al suo quesito, con la pubblicazione di tali dati ritengo le sarà molto facile tradurre il significato della sigla. Infatti il cinescopio AW53-80, come potrà rilevare Lei stesso, ha la focalizzazione elettrostatica e la deflessione magnetica. Lo schermo presenta una fluorescenza bianca con una persistenza media e la sua diagonale è di 53 centimetri 21 pollici).

(*P. Soati*)

Interfono di semplice realizzazione per uso di abitazioni a due piani.

0030 - *Sig. R. Zanon - Trieste*

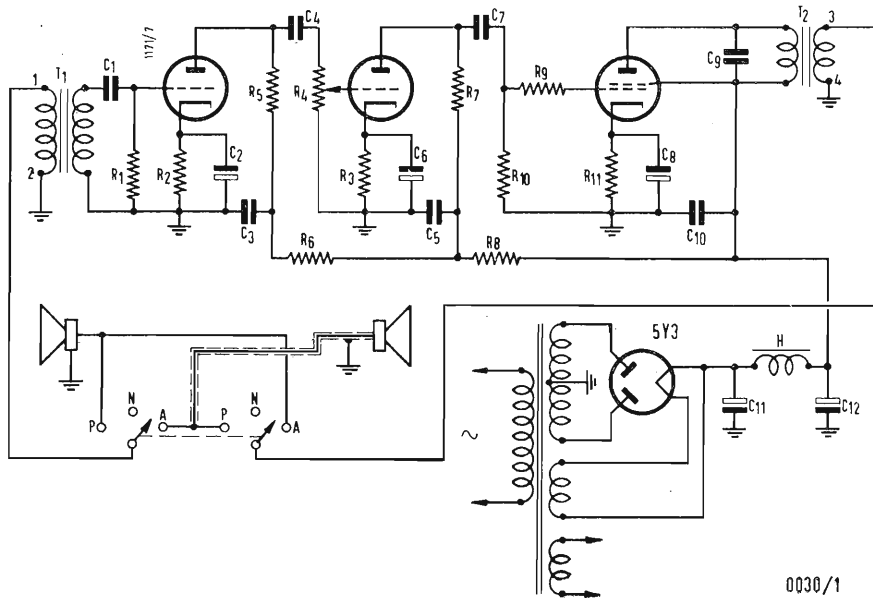
L'apparecchio che le interessa può essere realizzato in brevissimo tempo con l'uso di due o tre tubi. Lo schema relativo è riportato in figura 0030/1. Si tratta di un normale amplificatore costituito da un preamplificatore e che comporta l'uso di un tubo doppio del tipo ECC40 oppure di due 6J5 (sostituibili anche con due 6SN7). Lo stadio di potenza può essere realizzato con un tubo 6V6 oppure con un tubo 6AQ5.

I due altoparlanti saranno del tipo a magnete permanente ed ognuno di essi dovrà essere munito di un adatto trasformatore di uscita (5000 Ω). Il diametro degli altoparlanti potrà essere composto fra i 12 ed i 16 centimetri. I primari dei trasformatori di uscita, segnati rispettivamente con i numeri 1 e 2, 3 e 4, corrispondono al primario che normalmente è collegato al positivo della tensione anodica.

Il trasformatore di alimentazione è del tipo con primario universale, e con secondario 2 × 300 V — 50 mA; 6,3 V — 1 A; 5 V — 1 A. *H* rappresenta una comune bobina di filtraggio. Gli altri elementi costituenti l'amplificatore avranno i seguenti valori:

R_1 = 1 MΩ; R_2 = 6500 Ω; R_3 = 2700 Ω; R_4 = 1 MΩ (potenziometro), R_5 = 0,25 MΩ; R_6 = 0,1 MΩ; R_7 = 0,1 MΩ; R_8 = 50 kΩ; R_9 = 1000 Ω; R_{11} = 250 Ω. C_1 = 5000 pF, C_2 = 10 μF, 25 V; C_3 = 1 μF; C_4 = 5000 pF; C_5 = 1 μF, carta; C_6 = 10 μF; C_7, C_9 = 5000 pF; C_8 = 10 μF; 25 V; C_{10} = 0,1 μF; C_{11} = C_{12} = 8 μF, 500 V. Commutatore a due sezioni e tre vie.

L'altoparlante A_1 rappresenta il posto principale mentre il posto A_2 è costituito dall'altro altoparlante il quale può essere collocato fino ad una distanza massima di 15 metri. Il collegamento deve essere ef-

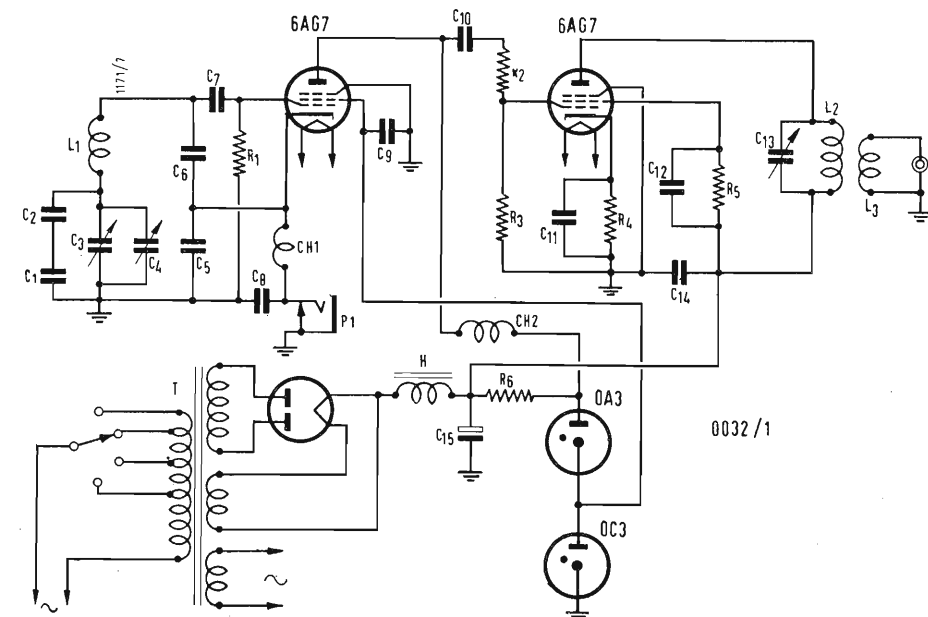
fettuato a mezzo di una linea bifilare blindata accuratamente messa a terra. Il funzionamento avviene nel modo seguente: Il corrispondente principale mette in funzione l'apparecchiatura agendo sull'apposito interruttore quindi passa il commutatore nella posizione *P*, che corrisponde alla parola, e parla. Terminata la comunicazione, passa nella posizione *A* (ascolto) ed ascolta la risposta dell'interlocutore. La posizione *N*, non è indispensabile, può servire qualora si desideri lasciare l'apparecchio acceso ma in posizione neutra. Affinchè il posto principale possa ricevere le chiamate del posto secondario è opportuno lasciare l'apparecchio acceso ed in posisione di ascolto, altrimento la chiamata può essere effettuata a mezzo di un campanello elettrico. Il complesso può servire anche per il controllo di un locale, per la sorveglianza dei bambini ecc.

(*P. Soati*)

Difficoltà nella messa a punto di un circuito reflex, del quale si invia lo schema (apparecchio usato e già funzionante).

0031 – *Sig. Pietro Solari – Genova*

I montaggi *reflex* generalmente hanno la caratteristica di richiedere una messa a punto molto accurata il che non sempre si riesce ad ottenere senza una buona dose di pazienza. Inoltre in questi circuiti con l'uso, ed in relazione alle alterazioni che si vengono a creare nei vari componenti il circuito, si verificano con facilità gli inconvenienti che Lei segnala. Infatti si deve tenere presente che nel circuito *reflex* le funzioni di *media frequenza* e di *bassa frequenza* sono espletate da un unico pentodo ed è evidente che non si hanno le condizioni più adatte per ottenere un rendimento molto elevato.

Accertato che il tubo sia in buone condizioni, i fischi violenti sono da attribuire ad un imperfetto disaccoppiamento fra il tubo, avente funzioni di reflex ed il tubo rivelatore. Si può tentare di eliminarli sostituendo successivamente le resistenze ed i condensatori del circuito interessato nella ipotesi che abbiano subito notevoli alterazioni. In caso di risultato negativo provi ad aumentare il valore della resistenza posta in serie al circuito di bassa frequenza oppure a ridurre il valore della resistenza di griglia del tubo reflex, fino ad un valore di circa 90.000 Ω. Non dimentichi di controllare lo stato dei condensatori elettrolitici di livellamento dell'A.T. i quali sovente sono la causa dell'inconveniente lamentato.

Particolare attenzione dovrà rivolgere ai condensatori di disaccoppiamento ed al circuito di griglia schermo del tubo reflex la cui tensione è molto critica (di qui la ragione del controllo dei condensatori elettrolitici che se sono in dispersione possono provocare alterazioni notevoli della tensione di alimentazione). In molti casi è opportuno sostituire la resistenza che fa capo alla griglia schermo suddetta, con un potenziometro di valore adatto e che permetta di ricercare il valore di tensione più opportuno per un perfetto funzionamento del circuito. Trovato il punto esatto del potenziometro per il quale il funzionamento è regolare, si misurerà la resistenza inclusa nel circuito con un buon ohmetro, e quindi si provvederà a sostituire il potenziometro con una resistenza avente il valore indicato dallo strumento.

In altri casi si dimostra molto utile l'inserimento di un condensatore a mica del valore approssimato di 10.000 pF in parallelo al condensatore catodico.

(*P. Soati*)

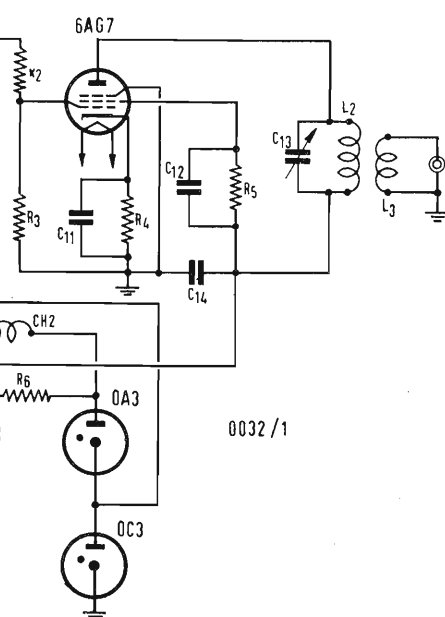
V.F.O. con frequenza fondamentale in banda 3,5 MHz.

0032 – *Sig. Cesare Colombo – Genova*

Il VFO che riportiamo in fig. 0032/1 risponde esattamente alle caratteristiche richieste, e le permetterà di utilizzare buona parte del materiale a sua disposizione. La uscita è di circa 3 W. La tensione è stabilizzata. La costruzione di tale apparecchio non presenta eccessive difficoltà. I tubi usati sono due 6AG7, (ho indicato anche i dati per il trasformatore di alimentazione ma naturalmente può usare anche quello in suo possesso che è piuttosto abbondante la qualcosa non nuoce). Come tubo raddrizzatore può scegliere quello che più le aggrada fra quelli in suo possesso.

I valori dei vari componenti il circuito sono i seguenti:

C_1 = 100 pF, ceramico coefficiente temperatura negativo; C_2 = 15 pF, ceramico coefficiente temperatura zero; C_3 = 10 ÷ 75 pF, trimmer ad aria; C_4 = 6 ÷ 75 pF, trimmer ad aria; $C_5 = C_6$ = 0,001 μF, mica argentata; C_7 = 100 pF, mica 500 V; $C_8 = C_9 = C_{11} = C_{12} = C_{14}$ = 0,01 μF, ceramico a 750 V; C_{10} = 15 pF, mica, 500 V; C_{15} = 20 μF, elettrolitico, 500 V; C_{13} = 3 ÷ 13, trimmer a mica.

$R_1 = R_3$ = 100.000 Ω, 1/2 W; R_2 = 27.000 ohm, 1/2 W; R_4 = 100 Ω, 1/2 W; R_5 = 15000 Ω, 1 W; R_6 = 2000 ohm, 10 W.

P_1 = jack per tasto; P_2 = presa coassiale, H = impedenza BF, 8H, 80 mA.
CH_1 e CH_2 = impedenza a RF 2,5 mH, 125 mA.

L_1 = 28 spire filo rame smaltato 10/10, avvolto su una lunghezza di 35 millimetri su di un supporto di 45 mm.

L_2 = filo rame smaltato 0.4 avvolto a spire serrate per una lunghezza di 20,5 mm e con un diametro di 33 mm.

I_3 = 3 spire filo rame smaltato 10/10 avvolte sul lato freddo di L_2.

Trasformatore di alimentazione = 350-0-350 V — 90 mA; 5 V — 2 A; 3 V — 3,5 A.

(*P. Soati*)

Radio-isotopi per il mondo.

Le ultime cifre pubblicate dalla Camera di Commercio di Londra rivelano che la Gran Bretagna è la maggiore esportatrice di radio-isotopi del mondo. Nell'anno finanziario 1956-57 le vendite hanno raggiunto la cifra di 541.000 sterline. È possibile che la cifra delle vendite dell'anno in corso si aggiri sulle 750.000 sterline.

L'aumento della produzione britannica di isotopi di questi ultimi mesi è in gran parte dovuta ai nuovi reattori DIDO e PLUTO, che sono ora in produzione. Questi reattori sono particolarmente importanti, in quanto producono radio-isotopi per irradiazione industriale che hanno potenti qualità di durata. Questi isotopi di lunga vita sono specialmente adatti per l'esportazione, in quanto, una volta adattati ad una fonte di irradiazione, durano per un periodo variante fra i 10 ed i 20 anni.

Fra le 57 nazioni che oggi acquistano radio-isotopi dalla Gran Bretagna vi sono Canadà, Francia, Germania, Giappone, Stati Uniti, Svezia, e parecchie nazioni sudamericane.

Quasi tutti gli isotopi prodotti in Gran Bretagna vengono da Harwell, ove il Reparto Isotopi dell'Ente Britannico per l'Energia Atomica si occupa delle richieste provenienti da tutto il mondo, ed ha anche un gruppo di consulenza per l'industria. Il Centro Radiochimico di Amersham tratta e vende i molti radio-isotopi che abbisognano di processi chimici, di essere mescolati in composti, o di purificazione.

Istituti di ricerca medica e ospedali di tutto il mondo utilizzano gli isotopi per diagnosi, terapia e studi sulla nutrizione e sull'ingrassamento.

Iniettando ferro radioattivo, iodio radioattivo, e altre sostanze radioattive, i laboratori di ricerca medica possono ora seguire molti dei processi coi quali il grasso si accumula nel corpo. Nuove cognizioni si sono conquistate sulla funzione della glandola tiroide, mentre è stato tracciato un quadro completo della formazione chimica di porfirina, componente della emoglobina, che è la materia colorante del sangue. L'assorbimento di fosforo radioattivo attraverso la pelle viva è stato altresì usato per vedere se i trapianti di pelle attecchiscano.

Per la radiografia e la terapia d'irradiazione, le sostanze radioattive artificiali hanno il vantaggio di essere maneggevoli, trasportabili e relativamente a buon mercato; è facile introdurle negli organi del corpo ottenendo così radiografie di organi specifici, o limitando in tal modo gli effetti della radiazione ai tessuti malati.

Nutrendo i pazienti con cibo contenente radio-isotopi si può studiare l'importanza che i vari elementi del cibo hanno per la nutrizione e lo sviluppo di parecchi organi. È altresì possibile misurare il ritmo di eliminazione dal corpo di determinate sostanze, il flusso degli organi che trasportano sangue e linfa, il volume complessivo del sangue, il ritmo della respirazione, e molti altri fattori fisiologici la cui determinazione in passato era difficile.

È noto che sotto l'influsso di alte dosi di radiazione si verifica un aumento del ritmo naturale di manutenzione genetica, sia nelle piante che negli animali. Ciò può dare agli agricoltori nuove varietà e caratteristiche. Con l'uso di radio-isotopi si sono ottenuti grani a gambo più corto, e anche una varietà di avena particolarmente resistente alle malattie. Usando fertilizzanti cui siano stati uniti degli isotopi è possibile studiare il meccanismo di sviluppo delle piante e il loro ritmo di crescita, ed accertare quali siano, nel suolo e nei fertilizzanti, gli elementi più importanti per assicurare raccolti sani e abbondanti.

Anche l'industria trova, in tutto il mondo, sempre più numerose utilizzazioni dei radio-isotopi. Tali utilizzazioni sono troppo numerose da elencare, ma alcuni esempi dimostreranno quali siano i problemi che sono in via di soluzione.

Gomma e plastica vengono trattate in modo che resistano alle alte temperature. Lo spessore di un materiale può essere misurato dall'attenuazione della radiazione che lo attraversa. È facile scoprire le perdite di oleodotti e acquedotti riempiendo la tubatura sospetta con la soluzione di un isotopo radioattivo. Usando un radio-isotopo come sorgente di radiazione gamma, si possono ottenere radiografie di saldature e meccanismi interni, poichè l'isotopo funge da sostituto di una macchina a raggi-X.

Oggi gli isotopi vengono altresì usati in molte industrie per determinare la qualità delle miscele. Pochi grammi di materiale radio-attivo vengono aggiunti ad uno dei componenti da mescolare, e dopo il processo di miscelatura viene controllata l'attività. Dalla quantità di attività unitaria si può determinare l'efficienza della miscela, senza prendere centinaia di campioni per analizzarli.

La Gran Bretagna ed il mondo devono molto ad Ernest Rutherford, lo scienziato inglese che nel 1902 avanzò la sua teoria sulla disintegrazione atomica spontanea, che più tardi portò alla prima scoperta degli isotopi. Ed ora gli isotopi, grazie al programma britannico per l'energia atomica, salvano vite, moltiplicano i raccolti, ed accelerano la produzione industriale in tutto il mondo.

(*u.b.*)

L'associazione dei giornalisti italiani della radio e della televisione.

A Roma, si è costituita l'Associazione dei Giornalisti Italiani della Radio e della Televisione — AGIRT — allo scopo di:

a) raggruppare e rappresentare i giornalisti italiani che svolgono la loro attività in tale settore;

b) tutelare gli interessi morali e materiali della categoria e degli associati, in rapporto alle loro attività specifiche;

c) promuovere e sviluppare rapporti con le altre categorie professionali e tecniche, che esplicano la loro attività nel campo della Radio e della Televisione, e con le analoghe Associazioni straniere.

(*u.p.*)

Un sistema radio fa aumentare l'efficienza di un porto.

La direzione del porto di Karachi ha fatto installare un sistema di radio ad altissima frequenza, allo scopo di far aumentare l'efficienza del porto, controllando i movimenti dei rimorchiatori e delle lance dei piloti sia nel porto stesso che nella zona di mare ad esso adiacente. Si tratta di trasmettitori-ricevitori « Marconi » da 10 W.

Delle stazioni fisse sono state installate negli uffici della capitaneria, della direzione dei docks e del servizio di ingegneria meccanica, mentre cinque stazioni mobili sono state montate su tre rimorchiatori e due lance per piloti sotto il controllo diretto della capitaneria. L'energia necessaria alle stazioni fisse viene fornita da accumulatori.

Il sistema radio farà evitare le notevoli perdite di tempo causate dai ritardi nel localizzare i rimorchiatori e le lance, dirigendole ove i loro servizi sono richiesti.

L'attrezzatura in questione è stata fornita al porto di Karachi per il tramite della « International Industries Ltd. », rappresentante della « Marconi » nel Pakistan. Le installazioni sono sono state effettuate con l'aiuto degli uffici di Karachi della « Marconi International Marine Communication Company Ltd. », che ha pure firmato un contratto in virtù del quale provvederà alla regolare manutenzione della attrezzatura.

(*u.b.*)

Radio e TV in Giappone.

Nella colonna dei « Quaderni di Cultura » dedicata ai grandi mezzi di informazione, edita dallo Istituto Internazionale di Studi Sociali e di Psicologia dei Popoli (Via dei Pontefici, 3 - Roma) e diretta dall'Avv. Gino Santos, è stato pubblicato uno studio di Armando Troni sulla « Radio e Televisione in Giappone ».

In questo suo breve lavoro, che rappresenta una assoluta novità in questo specifico ed attualissimo settore di studi, Armando Troni, Segretario Generale del Comitato Int.le per il Cinema, la Radio e la TV del C.S.S.I. ci presenta una sintetica ma accurata rassegna della struttura delle rete radiofonica giapponese, delle emissioni ad onde corte della « Voce del Giappone » e del vasto programma di scambi internazionali già effettuato dal Giappone nel settore dei programmi radiofonici e dei rapidi progressi realizzati, in questi ultimi anni, dalla Radio e dalla TV giapponesi.

(*u.s.i.*)

Albania

L'ultima scheda programmi di Radio Tirana è la seguente: 19.00 in Serbocroato, 19.30 in Albanese su 7850 kHz; 20.00-23.00 su 6910 e 7850 kHz (20.00 in Greco, 20.30 in arabo, 21.00 in Italiano, 21.30 in Inglese, 22.00 francese, 22.30 in Arabo); 23.00-23.30 in Albanese su 6910 kHz.

Algeria

Radio Algeria annuncia che le sue emissioni avvengono sulla frequenza di 11710 kHz nel servizio francese ma dalle misure risultano le seguenti frequenze: 11840 al mattino e 11755 alla sera. La frequenza di 6145 viene impiegata per il programma in Kabyle delle 19.45.

Brasile

Le stazioni brasiliane che emettono un programma in Tedesco ad onde corte sono le seguenti:

Radio Cultura - San Paolo - 22.30-23.30 (domenica 24.00-00.30) su 1300, 6165, 9745 kHz;
Radio Gazeta - San Paolo - 13.00-13.30 (domenica 20.05-2055) su 890, 5955, 9685 kHz;
Radio Emissora de Piratininga - San Paolo - 17.00-17.30 su 1200, 6025, 11745 kHz;
Radio 9 de Iulho - San Paolo - 15,30-16.00 e 24.00-00.30 su 540, 9620, 17705 kHz;
Radio Copacabana - Rio de Janeiro - 23.00-23.30 Martedì e venerdì; 16.00-18.15 e 23.00-00.15 (solo Dom.) su 680, 4960 kHz;
Radio Quitadinha - Petropolis - 16.00-18.15 e 23.00-00.15 (solo Dom.) su 780, 5045 kHz;
Fundaçao R. Mana - Rio de Janeiro - 22.15-23.00 Giovedì su 1130, 9705, 11885 kHz;
Radio Sociedade Gaucha - Porto Alegre - 22.45-23.00 (solo al Sabato) su 1210, 9545 kHz;
Radio Diario da Manha - Florianopolis - 19.00-20.00 (solo al Sabato) su 1010 e 9675 kHz;
Radio Difusora Educaçao - Rio de Janeiro - 22.00-22.25 Lunedì e Giovedì (Lezioni di tedesco) su 800, 9770, 11950 kHz.

Brasile

La stazione ZYY3 di Radio Brasile opera su 4755 kHz dalle 22.00 alle 05.00 e dalle ore 10.00 alle ore 18.00. Dopo le ore 02.00 essa irradia anche con annunci in inglese, italiano, francese e spagnolo.

Cina

« Radio Pechino » usa 9460 e 11654 kHz per il suo servizio in inglese, francese, cinese per la Europa (inglese 20.00-21.00, 22.00-23.00).

Goa

Il servizio commerciale di Radio Goa è irradiato su 4800 kHz (quantunque annunci 4850 kHz), 9610 e 880 kHz alle ore 16.30.

Iraq

Radio Baghdad ha inaugurato il servizio estero poco dopo il colpo di stato del 14 Luglio. Le frequenze di 908 e 7180 kHz continuano ad essere impiegate nel servizio Arabo interno ma per il servizio estero viene impiegata quella di 6188 kHz in: arabo 05.0013.00, inglese 13.00-13.30, turco 13.30-14.00, 14.00-14.30 in Urdu, 14.30-15.00 in Persiano 15.00-19 in Kurdo, 19.00-19.30 in francese, 19.30-20.00 in germanico (oppure fino alle ore 21.00).

Portogallo

« Radio Renascença » ci comunica con una cartolina QSL da Lisbona che è in aria nei seguenti orari: 08.30-10.30, 12.00-15.00, 18.30-24.00. Potenza 3 kW.

Spagna

Radio Nacional de España di Malaga impiega ad onde corte la frequenza di 6175 kHz.

Turchia

La stazione radio della « Ankara Police Radio » impiega la frequenza di 6120 kHz, verso le ore 15.15 trasmettendo melodie turche e registrazioni di motivi popolari orientali.

(*Micron*)

Convertitori di Tensione a Transistori

(*segue da pag.* 521)

Attualmente comunque si possono usare speciali alette di raffreddamento per mantenere il transistore ad una temperatura di sicurezza.

Un secondo vasto campo di applicazione per gli invertitori a transistori è come abbiamo detto, la conversione di tensione c.c. in tensione c.a., e in tale campo una delle realizzazioni più interessanti e più recenti sono i generatori di frequenze portanti per gli amplificatori magnetici.

Uno dei principali inconvenienti degli amplificatori magnetici è che essi hanno una risposta lenta quando sono alimentati con frequenze basse (generalmente 50 o 400 periodi). Poichè il tempo di risposta degli amplificatori magnetici dipende essenzialmente dalla frequenza del generatore da cui sono alimentati, spesso è conveniente far funzionare gli amplificatori magnetici con frequenze alquanto superiori a quella del generatore effettivamente disponibile, per poter avere un tempo di risposta più rapido. In passato non si era potuto trovare un sistema per convertire la frequenza del generatore in un altra più alta che fosse conveniente per questo scopo. L'invertitore a transistori invece può essere facilmente adattato per questa applicazione, e oltre agli altri vantaggi offre anche quelli del piccolo ingombro e dell'alto rendimento.

Sempre nuove applicazioni dell'invertitore a transistori vengono studiate, specialmente nel campo degli alimentatori di potenza, in quanto molto spesso si richiedono tensioni in c.a. mentre sono disponibili solo generatori in c.c. Inoltre l'invertitore a transistori può essere utilizzato anche come un eccellente dispositivo di misura, in quanto, come abbiamo visto, la frequenza di uscita è proporzionale alla tensione applicata in ingresso.

Questo circuito, o meglio questo particolare impiego del transistore, è stato trattato con una certa ampiezza perchè numerose sono le sue applicazioni nel campo dell'elettronica moderna. Questo circuito di conversione non è che una delle moltissime applicazioni circuitali dei transistori, rese possibili dai notevoli progressi della tecnologia dei transistori in questi primi dieci anni della sua vita.

(*dott. Idalgo Macchiarini*)

Regolatori Elettronici per Forni Elettrici ad Alta Temperatura

(*segue da pag.* 518)

La regolazione è proporzionale in una larga gamma nell'interno del valore centrale. L'inerzia termica è quella propria dell'avvolgimento, caratteristica questa che permette l'applicazione di un elevato tasso di regolazione. Inoltre, la stabilizzazione della temperatura non è più locale come nel caso in cui venga impiegata una termocoppia, ma essa interessa la totalità dello spazio riscaldato.

Questo sistema di regolazione si presta agevolmente ad un comando a programma, per questo è sufficiente rendere automatica la variazione della resistenza di equilibratura del ponte.

Questi regolatori sono stati costruiti all'« Institut de Recherches de la Sidérurgie » e hanno permesso lo studio in alcuni settori nei quali è necessario l'elevata stabilità di temperatura nel corso di diversi giorni.

(*Raoul Biancheri*)

TECNICHE COSTRUTTIVE DEI CALCOLATORI ELETTRONICI

Attuali Orientamenti nella Tecnica Costruttiva dei Calcolatori Elettronici

(*segue da pag.* 488)

Tutto ciò è ancora però molto lontano da una realizzazione sfruttabile praticamente; nel campo dei calcolatori però i passi sono giganteschi: basti vedere a che punto si è arrivati in poco più di 10 anni. Cosa ci sia da attendersi nei prossimi anni non è quindi facile da prevedere; di una cosa sola si può essere certi: le novità saranno parecchie ed indubbiamente interessanti, avvincenti, poichè scaturite da quello spirito benignamente avido ed insaziabile che, in qualunque tempo, distinguerà l'intelligenza dell'uomo da quella, forse più organizzata, ma priva di potere creativo, di qualsiasi calcolatore elettronico.

6. - BIBLIOGRAFIA.

1) Trend in Computer Input/Output Devices; by JOHN M. CARROLL. *Electronics*, sett. '56.

2) Crossed Wires: New Concept in Memory Devices; *Electronics*, dicembre 1957.

3) National Cash Register Chemical Switch Memory Device; da *Office Automation*, di R. H. BROWN; fascicolo del 15 luglio 1957.

4) Trapped Flux Superconducting Memory; by J. W. CROWE. *IBM Journal of Research*, ottobre 1957.

5) An Analysis of the Operation of a Persistent-Supercurrent Memory Cell; by R. L. GARWIN. *IBM Journal of Research*; ottobre 1957.

6) Fast Criogenic Memories Bow; *Electronics*, ottobre 1957.

7) Ramo-Woldridge develops New Memory Unit; *Research and Engineering*; 1958, N° 1.

8) Magnetic Computer Has High Speed; by T. H. BONN. *Electronics*; 1 agosto 1957.

9) Character Recognition for Business Machines; by M. H. GLAUBER MAN. *Electronics*; febbraio 1956

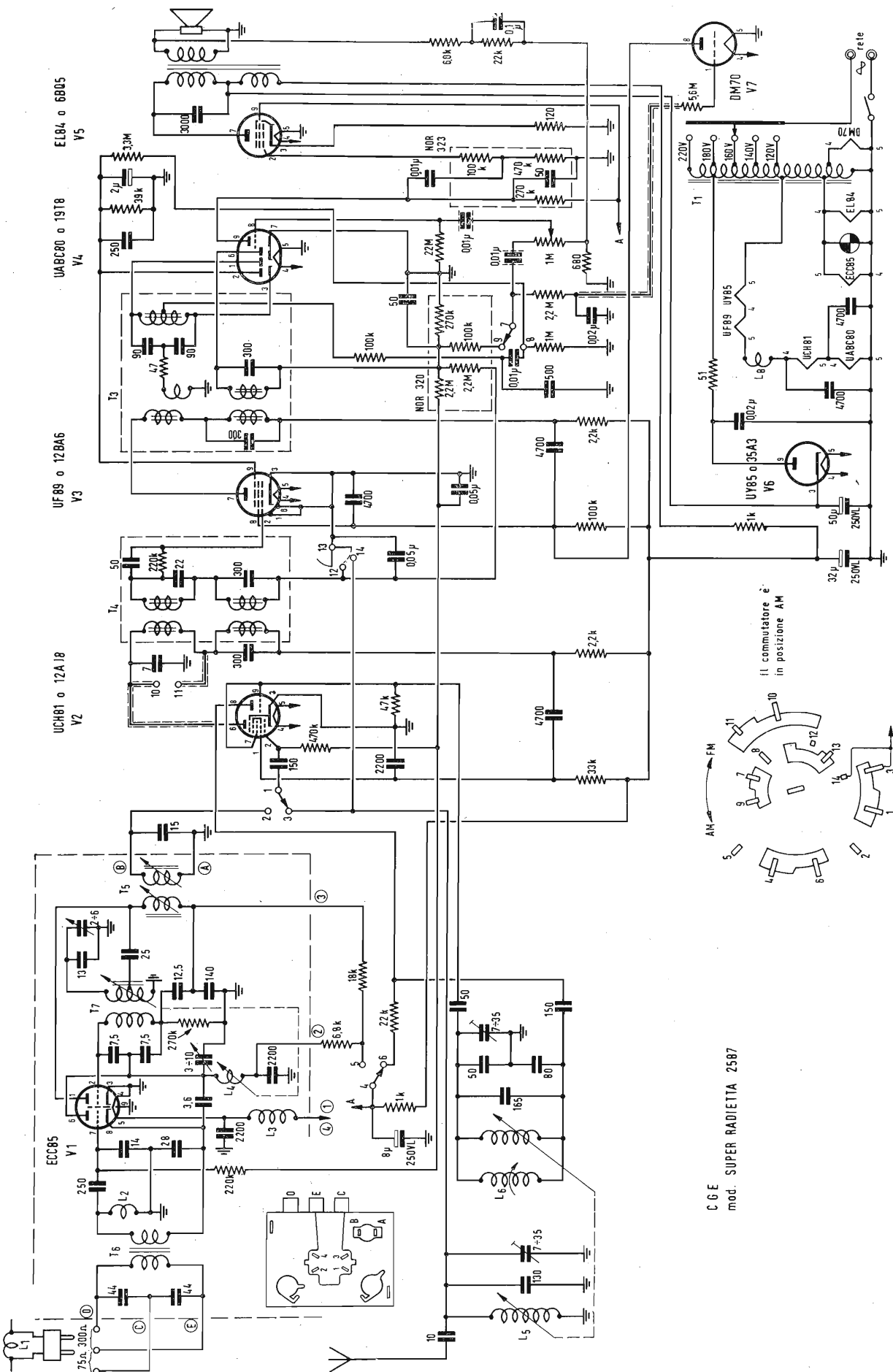
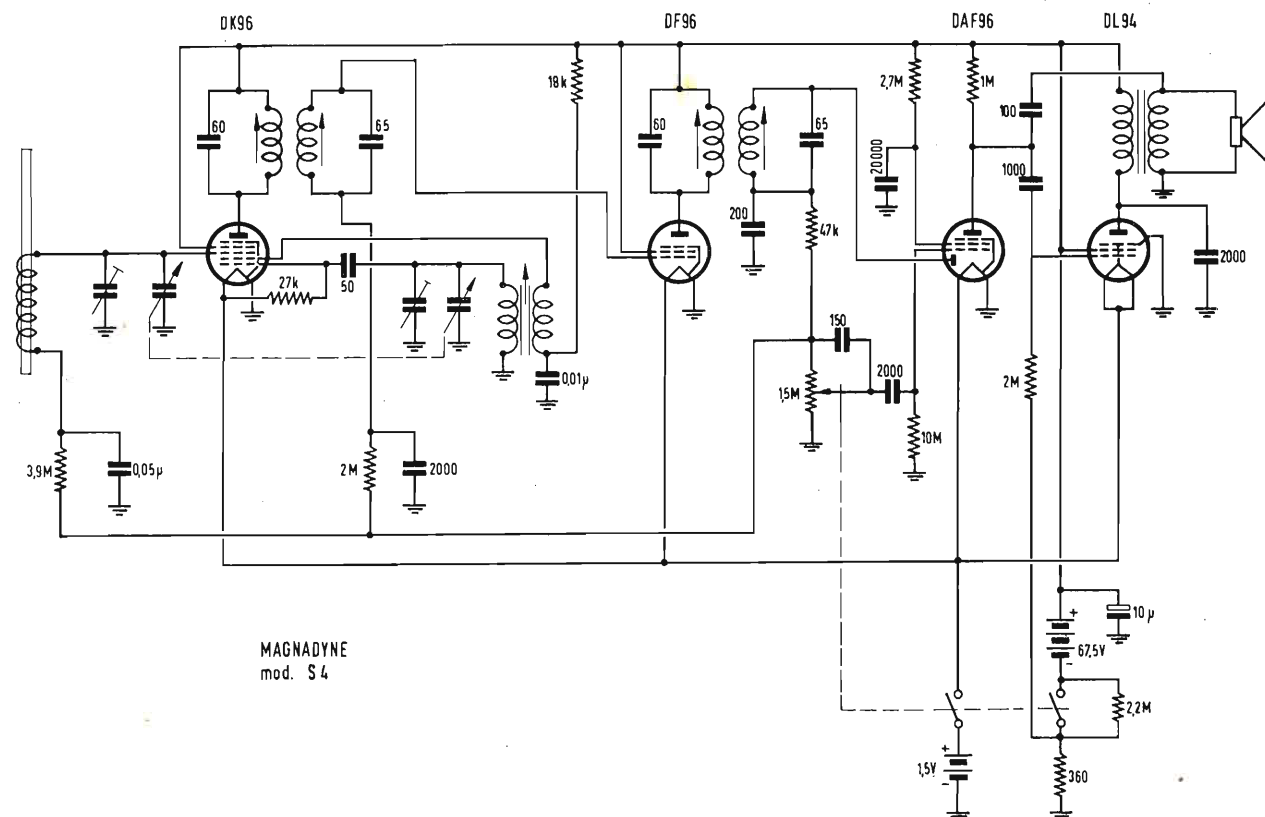
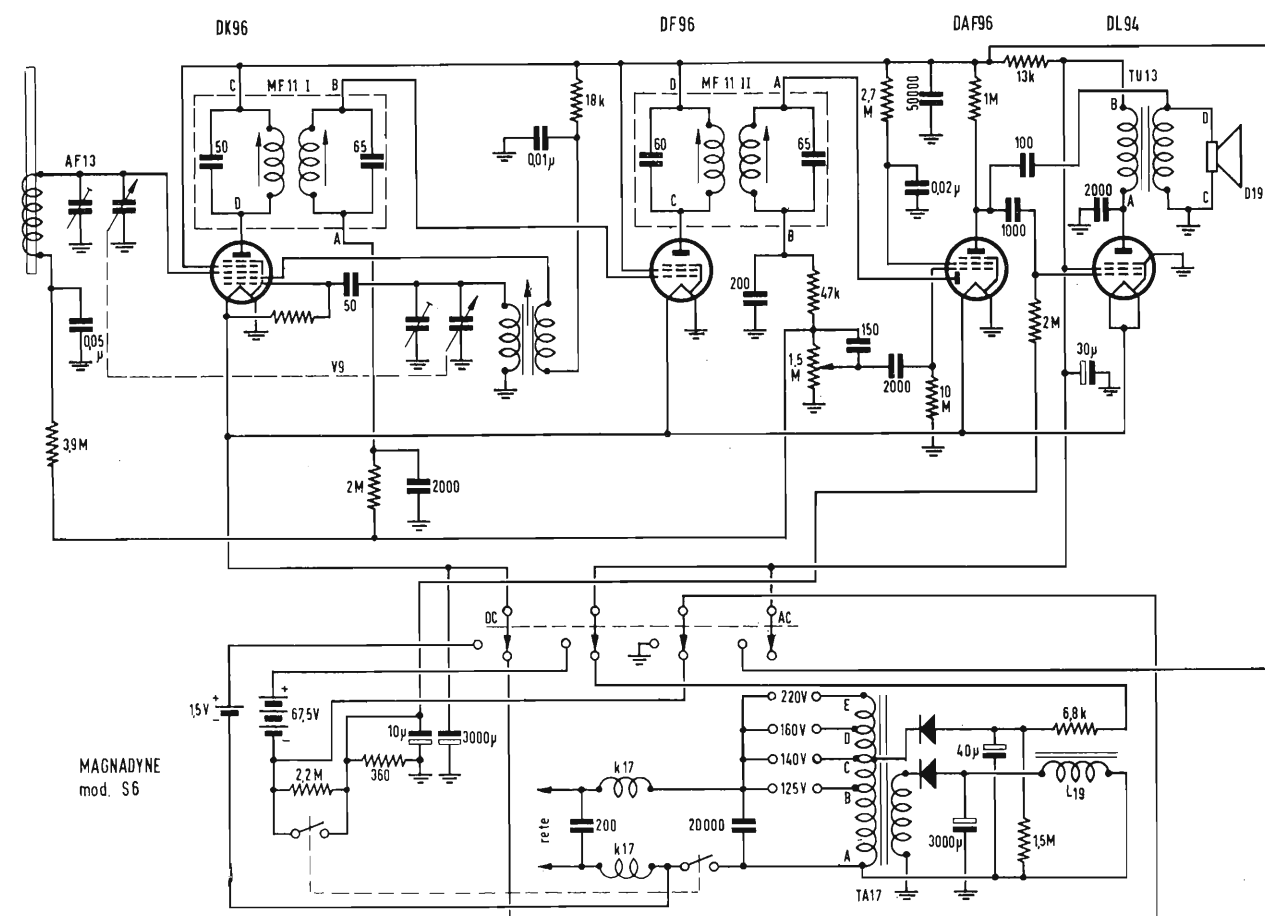
10) Now... Machines Can Read; *Annual Review of the Solartron Electronic Group*; 1957

11) Number Reader Speeds Paper Work; *Electronics*, 17 gennaio 1958.

12) Grid-Switched Tube for Display Presentation; *Electronics*; agosto 1956

13) What's Ahead in Computers; *Electronics*; 7 marzo 1958.

14) Microwave Amplification by MASER Techiniques; by W. V. SMITH. *IBM Journal of Research*; luglio 1957.

— FINE —

SCHEMA ELETTRICO DEL RADIORICEVITORE AM-FM, C.G.E., MOD. SUPER RADIETTA 2587

SCHEMA ELETTRICO DEL RADIORICEVITORE A BATTERIE, MAGNADYNE, MOD. S4.

SCHEMA ELETTRICO DEL RADIORICEVITORE MAGNADYNE, MOD. S6

La XXIV Mostra della Radio e Televisione

MILANO 18 - 22 SETTEMBRE 1958

Continuazione dal N. 10 - Ottobre 1958

ING. S. & DR. GUIDO BELOTTI

Il calibratore di frequenze tipo 1213-C della General Radio Company, Rappresentata in Italia dalla Soc. Ing. S. & Dr. Guido Belotti, Piazza Trento 8, Milano.

Il Calibratore di frequenze Tipo 1213-C della General Radio Co. è un generatore campione secondario di frequenza, piccolo e compatto. Esso racchiude circuiti necessari per le operazioni di taratura, che richiedevano fino ad ora parecchi strumenti.

Questi circuiti comprendono:

1) un generatore di armoniche, controllato a cristallo, con multipli di 10 MHz, 1 MHz, 100 kHz e 10 kHz;

2) un rivelatore ad eterodina ed un amplificatore di battimento;

3) un amplificatore di impulsi.

Le armoniche di frequenze campione sono utili nella taratura di ricevitori e nella misura di frequenze con rivelatori ed apparecchiature di interpolazione esterne. Il miscelatore, e l'amplificatore audio contenuti nello strumento consentono la taratura di oscillatori, senza richiedere altri strumenti esterni.

Morsetti separati sul pannello frontale rendono disponibile il segnale di uscita dall'amplificatore di impulsi ad accoppiamento catodico, da usarsi nella taratura, rispetto al tempo di oscilloscopi o in altre applicazioni con impulsi a sgancio (Trigger). L'uscita può essere differenziata nel differenziatore Tipo 1213-P1 in modo da aversi brevi impulsi ad intervalli da 0.1 µsec., 10 µsec. e 100 usec. L'ampiezza degli impulsi è sufficiente per pilotare strumenti generatori di impulsi, o circuiti spazzolatori di oscilloscopi.

Descrizione.

L'oscillatore a cristallo usa una lamina di quarzo da 5 MHz, a taglio AT, ermeticamente sigillata, elettronicamente accoppiata ad un moltiplicatore a rapporto 2 : 1, seguito da uno stadio separatore. Il separatore a 10 MHz pilota una serie di multivibratori con fondamentali di 1 MHz, 100 kHz e 10 kHz. Le loro uscite possono essere commutate in modo da pilotare o un generatore di armoniche o un amplificatore video. Il generatore di armoniche alimenta un miscelatore a cristallo ed un connettore di uscita a RF. Per la taratura di armoniche col miscelatore, l'amplificatore video viene inserito ed agisce come amplificatore audio ad alto guadagno all'uscita del miscelatore. Per taratura rispetto al tempo di oscilloscopi, l'amplificatore video fornisce impulsi disponibili ai morsetti sul pannello.

Lo strumento consente un aggiustamento molto ristretto della frequenza, in modo da regolare l'oscillatore a cristallo al battimento zero su trasmissioni radio di segnali di frequenze campione o altri segnali campioni esterni. Un deviatore a bottone consente di introdurre una piccola diminuzione della frequenza in modo da stabilire la direzione nelle indicazioni vicino al battimento zero.

Pregi principali dello strumento.

Ampia gamma di frequenze. Precisa sorgente di tempo per oscilloscopi. Costruzione robusta e compatta. Miscelatore interno in modo da ottenere la massima versatilità di impiego.

Caratteristiche.

Frequenze di uscita: 10 MHz, 1 MHz, 100 kHz, 10 kHz.

Ampiezze di uscita: a 10 MHz, 10 V picco-a-picco: 30 V picco-a-picco a frequenze di uscita minori dall'amplificatore di impulsi. Armoniche RF usabili fino a 1000 MHz dall'uscita a 10 MHz, fino a 500 MHz dall'uscita a 1 MHz, fino a 100 MHz dall'uscita a 100 kHz, e fino a 10 MHz dall'uscita a 10 kHz.

Impedenza di uscita: uscita catodica video: 300 ohm. Uscita radio frequenza ottenibile dal generatore di armoniche a diodo a cristallo

Stabilità: dopo un'ora di riscaldamento, la deriva in frequenza, con alimentazione di placca regolata, è essenzialmente la deriva del cristallo di quarzo. (1 parte su un milione/°C). Con alimentazione di placca non regolata si ha una variazione addizionale di ± 1/2 parte su un milione con cambiamento della tensione di linea da 105 a 125 V.

Sensibilità: si possono produrre note di battimento usabili con segnali all'ingresso di 50 millivolt al miscelatore sulle gamme di armoniche indicate sotto a « Ampiezze di uscita ».

Valvole usate: una 6BE6, una 5687, due 5964, una 6AK6, una 6AN8, una 6U8.

Alimentazione: 6.3 V, 3.0 A; 300 V c.c. 60 mA. Si raccomandano gli alimentatori General Radio Tipi 1203 o 1201.

Accessori forniti: 1 differenziatore Tipo 1213-P1, 1 connettore coassiale, ed 1 connettore multiplo.

Custodia: pannello e lati in alluminio verniciati in nero: coperchio in alluminio verniciato in chiaro. Disponibile pannello da telaio (rack) per il montaggio del calibratore e relativo alimentatore.

Dimensioni: cm 27 (larghezza) x 14 (altezza) x 17 (profondità).

Peso: kg 2, ca.

MAGNETI MARELLI

Non essendoci pervenuti i dati tecnici delle novità esposte dalla massima fabbrica nazionale di elettronica, siamo impossibilitati ad illustrarle. Avvertiamo comunque che la Magneti Marelli può offrire qualunque apparecchio che possa essere richiesto dal pubblico più esigente, essendo la sua produzione aggiornatissima in ogni ramo e la più vasta immaginabile.

FIRTE

FIRTE presenta il **TV Majestic,** che per la sua perfezione è ben definito l'apparecchio dei raffinati delle teletrasmissioni.

Caratteristiche principali:

18 tubi elettronici - 26 funzioni di valvole - 2 altoparlanti - Cristallo protettivo temperato - Cinescopio 90° 21" - Alimentazione: accensione filamenti in parallelo. - Telaio orizzontale. - Gruppo alta frequenza

super cascode. - Tamburo a 10 canali tarato per 8 canali dello Standard italiano. - Alta sensibilità e definizione . - Suono intercarrier, potenza d'uscita 3 W. - Sinronismi ad oscillatori bloccati. - Antenna simmetrica a 300 Ohm. - 75 Ohm. - Assorbimento rete 180 W. - Comandi: predisposti verticalmente sul fianco del TV.; nell'ordine dal basso: interruttore e audio; luminosità; contrasto; sincronismo verticale. - Manopola doppia incorporata; al centro: canali; all'esterno: sintonia. - Il comando del sincronismo orizzontale è collocato nel retro del TV.

PHILIPS

Un colosso dell'industria radioelettrica, che oltre a produrre apparecchi finiti radio-fono-televisivi arcinoti nel mondo intero, produce gli elementi essenziali per alimentare un'infinità d'industrie, di laboratori, di artigiani interessati alla radio. Basti pensare ai tubi elettronici, ai transistor, ai raddrizzatori al germanio, ai cinescopi, alle parti staccate per MF, MA, TV, alle resistenze e ai condensatori ecc., Si può paragonare la Philips ai benemeriti dell'umanità che preparano tabelle matematiche (logaritmi, tavole trigonometriche, tavole delle radici quadrate e cubiche, abbachi, diagrammi speciali), un'occhiata alle quali permette di risolvere rapidissimamente una quantità enorme di problemi, che diverrebbero penosissimi in mancanza di esse; molti tecnici e lavoratori si scoraggerebbero e cesserebbero la loro attività. La grande famiglia dei radiotecnici è grata alla Philips per questa sua opera meritoria, che direttamente e indirettamente procura loro i mezzi di lavoro.

Tra le novità ricordiamo i cinescopi 110° con le relative parti staccate (unità di deflessione, trasformatore di uscita righe, trasformatore di uscita quadro regolatore di linearità orizzontale VDR per il circuito di stabilizzazione orizzontale), i semiconduttori, i selettori di programmi a 8 canali.

Diciamo qualche parola di qualcuno di questi prodotti.

Cinescopi AW 43-88 e AW 53-88 con angolo di deflessione di 110° e focalizzazione elettrostatica.

Nella linea di sviluppo di cinescopi che permettono via via di realizzare televisori di ingombro sempre più ridotto nel senso della profondità del mobile, a parità di dimensioni dell'immagine, l'introduzione della deflessione di 110° rappresenta un nuovo decisivo passo che sembra essere, almeno per le dimensioni di schermo più largamente in uso, un limite difficilmente superabile.

La tabella che segue illustra con particolare evidenza il progresso fatto nel giro di due o tre anni.

Cinescopi	Deflessione	Focalizzazione	Superficie schermo (mm^2)	Lunghezza totale (mm)	Peso (gr.)
da 17"					
MW 43-64	70°	magnetica	362 x 273	485 ± 10	8200
AW 43-80	90°	elettrostatica	362 x 273	397 ± 10	6000
AW 43-88	**110°**	elettrostatica	375 x 297	**319 ± 6.5**	5500
da 21"					
MW 53-20	70°	magnetica	485 x 360	581 ± 10	11000
MW 53-80	90°	magnetica	482 x 378	504 ± 10	13000
AW 53-80	90°	elettrostatica	482 x 378	482 ± 10	13500
AW 53-88	**110°**	elettrostatica	484 x 383	**373 ± 8**	11500

Da essa si rileva anche il vantaggio per quanto riguarda il peso dei cinescopi: un cinescopio da 21" 110° ha un ingombro in profondità di 2,4 cm inferiore a quello di un cinescopio di 17", 90° e un peso di 2000 gr inferiore a quello di un cinescopio di 21", 90°. Le principali caratteristiche dei cinescopi AW 43-88 ed AW 53-88 si possono così riassumere:

Curvatura sferica della faccia dello schermo scelta in modo da permettere: a) il minor peso dell'ampolla unitamente alla sua massima robustezza ;b) una facile e ottima focalizzazione su tutto lo schermo senza bisogno di ricorrere a bobine di deflessione particolarmente costose; c) la possibilità di impiegare le medesime bobine di deflessione (AT 1008) sia per il cinescopio da 17", sia per quello da 21".

Schermo in vetro grigio alluminato che, unitamente a un « fosforo » ad alto rendimento luminoso, permette un ottimo contrasto dell'immagine anche a forte luminosità ambiente. Con appropriati sistemi di alimentazione per l'EAT. (Informazioni tecniche sulle parti staccate per 110°; controllo automatico di larghezza e di EAT) è possibile ottenere una luminosità dell'immagine molto elevata senza perdere la finezza di focalizzazione; tale condizione è particolarmente favorevole quando si voglia impiegare un filtro grigio addizionale davanti allo schermo del cinescopio.

Cannone elettronico del tipo « diritto » senza trappola ionica. L'eliminazione della trappola ionica, mentre semplifica la messa a punto del cinescopio, permette di evitare una operazione, che può compromettere la bontà dell'immagine sullo schermo, se fatta non con sufficiente cura.

Durata di vita dei cinescopi garantita dai nuovi accurati procedimenti di fabbricazione oltrechè da un adatto sistema di alluminatura. Lo strato metallico che ricopre il « fosforo » ha uno spessore maggiore nella parte centrale dello schermo (zona più soggetta ad essere danneggiata dal bombardamento ionico): per non avere disuniforme luminosità sullo schermo è perciò necessario non discendere al di sotto del minimo indicato per l'EAT, il che si ottiene facilmente usando i sistemi di controllo automatico descritto nelle Inf. Techn. sopracitate.

Potenza occorrente per ottenere la deflessione di 110° relativamente ridotta (risulta di poco maggiore di quella occorrente nei normali cinescopi da 90°) per effetto della riduzione del diametro del collo (28,6 mm anzichè 36,5 mm dei vecchi tipi) del cinescopio.

Parti staccate per deflessione di 110°

La serie completa delle parti staccate per deflessione di 110° comprende:

AT 1008 unità di deflessione - AT 2016 trasformatori d'uscita righe - AT 3505 trasformatore d'uscita quadro - AT 4008 regolatore di linearità orizzontale (tipo usato anche per la deflessione a 90°) - VDR tipo E 298 GD/A 269 per il circuito di stabilizzazione orizzontale.

Queste parti sono adatte per il cinescopio AW 53-88 (21") e per il cinescopio AW 43-88 (17").

Con tali parti vanno impiegati tubi PL 36 (PL 81) e PY 81 per la deflessione orizzontale e PL 84 per la deflessione verticale.

La raddrizzatrice per l'EAT è la DY 86 oppure la DY 87.

L'unità di deflessione

Le bobine per la deflessione verticale sono avvolte direttamente sull'anello di ferroxcube (bobine toroidali) dato che in questo modo si ottiene la massima sensibilità di deflessione, verticale possibile.

Alla frequenza di quadro, che è bassa (50 Hz), ciò che determina il rendimento della bobina è principalmente il prodotto I^2R richiesto per avere una determinata intensità del campo di deflessione nel collo del cinescopio; di conseguenza le bobine di quadro devono fornire l'intensità di campo necessaria con l'avvolgimento più corto possibile.

Alla frequenza di riga, che è molto più elevata, ciò che determina il rendimento delle bobine di riga è principalmente il prodotto I^2L. L'energia complessiva del campo magnetico deve essere, per una data intensità di campo entro il collo del cinescopio, la più bassa possibile, di conseguenza, si deve scegliere per le bobine di riga una forma tale che il campo magnetico all'esterno del collo del cinescopio abbia una intensità più bassa possibile. Per questo scopo la forma a sella delle bobine di riga è la migliore.

La sensibilità di una unità di deflessione dipende non soltanto dalla forma delle sue bobine, ma anche dalla loro lunghezza. Tuttavia le bobine troppo lunghe causano ombre agli angoli dello schermo, poichè il raggio elettronico, deflesso in zona troppo arretrata del collo, viene intercettato dalle pareti cilindriche del collo stessò in corrispondenza all'angolo di deflessione massimo (secondo la diagonale dello schermo).

La lunghezza delle bobine dell'unità di deflessione AT 1008 è stata accuratamente scelta in modo da offrire la massima sensibilità di deflessione senza causare alcuna perdita di parti dell'immagine agli angoli dello schermo.

L'anello di ferroxcube 2P.641.29.1, il cuore dell'unità, è stato sagomato in modo da offrire il migliore compromesso per una unità di deflessione composta da bobine toroidali (quadro) e da bobine a sella (riga).

Per il rimanente l'unità AT 1008 è costruita in base ai criteri in precedenza adottati per l'unità a 90° AT 1007, e forse la differenza più notevole, è costituita dai magneti di correzione incorporati nell'unità AT 1008 per compensare la distorsione « a cuscino », che non sono necessari nella AT 1007.

Nella deflessione a 90° è stato possibile ottenere una eccellente qualità del punto luminoso su tutta la superficie dello schermo senza deformazione « a cuscino » dell'immagine. Nel caso della deflessione a 110° ciò è impossibile, e quindi per avere la stessa elevata focalizzazione su tutta l'immagine anche nelle zone marginali dello schermo si è dovuta accettare una

piccola distorsione a cuscino, che deve essere corretta per mezzo degli opportuni magneti.

I due magneti di ferroxdure, magnetizzati diametralmente, possono essere ruotati entro le espansioni polari di ferro dolce montate sul bordo esterno dell'involucro di materiale plastico, per la regolazione dell'intensità del campo di correzione. Il campo di questi magneti allarga il quadro nel senso della deflessione orizzontale in maggior misura al centro dell'immagine che non all'estremità superiore e inferiore.

Dati caratteristici dell'unità di deflessione AT 1008

Bobine di riga:

Collegamento in parallelo - Induttanza 2,9 mH - Resistenza 3,6 Ω - Corrente di deflessione 2,25 A p.p. - per deflessione di 500 mm (*).

Bobine di quadro:

Collegamento in serie - Induttanza 95 mH - Resistenza 48 Ω - Corrente di deflessione 0,425 A p.p. - per deflessione di 382 mm (*).

(*) Queste misure sono state effettuate su cinescopio AW 53-88 con 16 kV.

Ciò ha il duplice effetto di compensare la distorsione a cuscino e nello stesso tempo di aumentare la sensibilità dell'unità di deflessione.

I magneti di correzione vengono regolati in sede di fabbricazione per una sensibilità prefissata delle bobine di riga, e con questa messa a punto la distorsione dell'immagine è compresa entro le normali tolleranze.

L'unità di deflessione AT 1008/01 ha incorporata una resistenza a coefficiente negativo di temperatura (NTC) collegata in serie alla bobina di quadro. Dato che la resistenza NTC mantiene praticamente invariata la resistenza complessiva dell'unità anche quando essa ha raggiunto la sua temperatura di regime, la corrente di deflessione rimane costante anche se il circuito per la deflessione verticale comprende una controreazione di tensione.

Con questo accorgimento si elimina la variazione dell'altezza dell'immagine durante il periodo di riscaldamento dell'apparecchio. Nel caso che non ci sia necessità di rimediare a questo inconveniente oppure se è prevista una controreazione di corrente tendente a mantenere costante la corrente di deflessione è preferibile impiegare l'unità di deflessione AT 1008/00 senza la resistenza NTC.

Per le bobine AT 1008/. . si usano gli stessi magneti di centratura impiegati nel tipo AT 1007 per deflessione di 90°.

Le bobine di riga e di quadro sono montate in modo da avere la minima influenza reciproca.

Inoltre queste unità è tropicalizzata.

Trasformatore d'uscita di riga AT 2016/. .

I tipi derivati da questo trasformatore si differenziano tra di loro solo per la diversa tensione di alimentazione per cui sono stati progettati e per il diverso tempo di ritorno.

Giacchè i cinescopi a 110° hanno un rapporto fra altezza e larghezza dello schermo di 4/5 mentre l'immagine teletrasmessa ha un rapporto di 3/4 volendo utilizzare completamente lo schermo nel senso dell'altezza si ha un eccesso di scansione orizzontale del 6 %, ciò significa che il 6 % dell'immagine, anche se presente nel segnale, non si vede sullo schermo del cinescopio poichè viene nascosto dalla mascherina.

E' allora possibile aumentare il tempo di ritorno del trasformatore senza effetti rilevabili sull'immagine. Un aumento del tempo di ritorno dal suo valore normale da circa il 16 % al 21 % si traduce in una considerevole riduzione del picco di corrente nelle valvole e in una sostanziale riduzione della resistenza interna dell'EAT,, ciò s'intende con un trasformatore progettato per usufruire di tali vantaggi.

Naturalmente, i vantaggi sarebbero stati ancora maggiori, se si fosse aumentato il tempo di ritorno di tutto il 6 % fino al 22 %, ma si è ritenuto preferibile poter disporre di questo 1 % per aumentare il margine di sicurezza in caso di scorretta regolazione di fase dell'oscillatore di riga. Con un tempo di ritorno del 21%, la PL81 lavora entro i limiti anche a forti correnti del fascetto elettronico.

E' bene fare osservare però che la PL81 può essere impiegata con tutta sicurezza in questo caso non solo a motivo dell'aumentato tempo di ritorno, ma anche perchè la sensibilità di deflessione dell'unità AT 1008 è eccezionalmente alta.

Il tempo t, durante il quale il tubo finale non conduce, deve essere un po' più grande del tempo di ritorno proprio del trasformatore. In tal modo il trasformatore, durante il tempo di ritorno, oscilla liberamente. Alla fine del tempo di ritorno il diodo di booster automaticamente diviene conduttore e poco dopo anche il tubo finale incomincia a condurre.

I trasformatori hanno un avvolgimento supplementare (terminali 1-2) da cui si possono prelevare impulsi di 250 V p.p. da impiegare nel circuito per il controllo automatico di guadagno (Keyed), nel comparatore di fase per la sincronizzazione orizzontale e per la soppressione della traccia di ritorno.

Un efficace spegnimento della traccia di ritorno orizzontale è richiesto particolarmente per il più lungo tempo di ritorno. Esso è sempre richiesto qualora si voglia ottenere il massimo contrasto dell'immagine riducendo l'emissione di luce dispersa proveniente da quella zona del cinescopio occultata dalla mascherina.

I terminali 3 e 5 per il collegamento dell'unità AT 1008 sono simmetrici rispetto allo chassis, ciò allo scopo di ridurre l'irradiazione dei collegamenti delle bobine di deflessione orizzontale. Sempre per questo motivo l'impedenza delle bobine orizzontali è bassa ed esse vengono collegate in parallelo.

Il trasformatore AT 2016 è accordato sulla terza armonica. Per non perdere i vantaggi che ne derivano si devono ridurre al minimo i carichi capacitivi che si possono tollerare alle sue spese o ai capi dell'avvolgimento supplementare. Ai terminali 1 e 2 (250 V p.p.) non si può collegare un carico capacitivo superiore a 100 pF; al terminale 3 (—375 V p.p. per l'unità AT 2016/00 oppure —450 V p.p. per il tipo AT 2016/01) e al terminale 5 (+375 per il tipo AT 2016/00 oppure +450 V p.p. per il tipo AT 2016/01) può essere collegato un carico capacitivo massimo di 80 pF.

Dati caratteristici del trasformatore AT 2016/. .

Trasformatore AT 2016/01:

Tempo di ritorno 16% - Tensione di alimentazione 220 V - Corrente del fascetto elettronico da 0 a 250 µA - E A T da 16.0 a 15.0 kV - Tensione di booster 800 V - PL 36 (PL 81) - Corrente anodica media 105 mA - Corrente media di griglia schermo 23 mA - Corrente catodica di cresta 265 mA - Corrente anodica di cresta 237 mA - Dissipazione anodica 6.1 W - Dissipazione di griglia schermo 3.5 W - Resistenza interna dell'EAT nel circuito raccomandato 4 MΩ - Resistenza interna dell'EAT misurata a tensione di booster costante 1.8 MΩ - Tubi PL36 PY81.

Trasformatore AT 2016/00:

Tempo di ritorno 21% - Tensione di alimentazione 220 V - Corrente del fascetto elettronico da 0 a 250 µA - E A T da 16.0 a 15.3 kV - Tensione di booster 1050 V - PL 36 (PL 81) - Corrente anodica media 100 mA - Corrente media di griglia schermo 22 mA - Corrente catodica di cresta 210 mA - Corrente anodica di cresta da 184 a 224 mA - Dissipazione anodica 5.2 W - Dissipazione di griglia schermo 3.3 W - Resistenza interna dell'EAT nel circuito raccomandato 2.8 MΩ - Resistenza interna dell'EAT misurata a tensione di booster costante 1 MΩ - Tubi PL36, PY81 oppure PL81, PY81.

Trasformatore di uscita quadro AT3505

Dati tecnici:

Il nucleo del trasformatore di uscita è composto di lamierini EI dinamo - L'altezza del pacco è 25 mm. - L'avvolgimento primario consta di 2500 spire di filo rame smaltato diametro 0,2 mm. - Il secondario consta di 415 spire di filo rame smaltato diametro 0,45 mm.

Semiconduttori Philips

L'avvento dei semiconduttori ha aperto nuove possibilità in tutti i campi dell'elettronica. L'affermazione di questi nuovi elementi è stata così rapida che ormai milioni di transistor e di raddrizzatori al germanio e al silicio vengono impiegati in apparecchiature costruite in serie.

Poichè i raddrizzatori e i transistor si differenziano sostanzialmente dai comuni tubi elettroni si è resa necessaria, per il loro sviluppo e per la loro produzione, una tecnica tutta speciale. Tale tecnica è stata studiata e sempre più affinata, con ampia disponibilità di mezzi, nei Laboratori della Philips dove, sia in sede di progetto e realizzazione di circuiti sia nella fabbricazione in serie, sono state sempre tenute presenti la stabilità e la sicurezza di funzionamento.

Queste caratteristiche, che sono implicitamente alla base di ogni progetto, si esprimono mediante due loro esigenze fondamentali: costanza nel tempo dei vari parametri e costanza delle prestazioni in seguito a variazioni di temperatura e a sostituzione dei componenti.

Possiamo affermare al proposito che i transistor e i raddrizzatori al silicio ed al germanio Philips assolvono egregiamente alla prima necessità. Per soddisfare anche al secondo requisito, il Laboratorio di applicazioni ha studiato accorgimenti circui-

tali che consentono di neutralizzare ottimamente la dipendenza dei parametri elettrici dalla temperatura (fenomeno tipico dei semiconduttori) e le tollerenze di produzione. A questo proposito dobbiamo inoltre aggiungere che nella indicazione dei dati d'impiego dei transistor e dei raddrizzatori Philips è stato previsto un notevole margine di sicurezza.

PHONOLA

La produzione radiotelevisiva della famosa Casa di Saronno è tra le più ricche per quantità di modelli e le più apprezzate per qualità ed eleganza.

Il vasto impiego dei transistori dimostra l'intensa attività dei Laboratori della Phonola sempre pronta a realizzare concretamente le possibilità offerte dai nuovi mezzi messi a disposizione dal progresso in campo elettronico.

La serie transistor comprende il modello T 501.

Serie transistori: nuovissimo radioricevitore portatile a 6 transistori ed un diodo al germanio - Alimentazione autonoma in c.c. a pile - Lunghissima durata - Facile ricambio - Ricezione onde medie - Antenna ferrite - Perfetta riproduzione sonora - Elegante mobiletto.

e il Mod. T 601:

Serie transistori: nuovissimo radioricevitore tascabile a 5 transistori e due diodi al germanio - Alimentazione con pila a 6 volt - Facile ricambio - Ricezione onde medie - Antenna ferrite - Altoparlante magnetodinamico - Custodia in plastica colorata.

Un magnifico apparecchio è il modello 816 B.

Radiofonografo ad 8 tubi ed indicatore di sintonia - Magnetofono a 3 velocità - Possibilità di registrazione da radio, disco e microfono - Ricezione in MF ed in MA (onde medie e 2 gamme onde corte) - Antenna MF incorporata - Riproduzione d'alta fedeltà (Hi-Fi) - Cambiadischi automatico a 4 velocità - 4 altoparlanti - Grande potenza d'uscita, oltre 12 watt - Mobile di lusso - Discoteca.

La gamma dei televisori è così vasta che può soddisfare il pubblico da colui che ricerca l'apparecchio economico, a colui che ha massime esigenze: i prezzi vanno infatti da L. 115.000 per il mod. 1407 a L. 295.000 per il mod. 2707 B con tubo da 27". Spiccano sempre i mod. 1718 e 2118 aventi struttura a carrello mobile con cinescopio orientabile snodato o addirittura dislocabile fino a 10 m. Questo modello è stato recentemente imitato dalla Teleavia francese col mod. Panoramic III.

RAYMOND

Gli apparecchi « Raymond » per la varietà dei modelli e per i principi adottati nella realizzazione sono assai ricercati e possiedono le caratteristiche tecniche più moderne e la linea più adatta per armonizzarsi coi gusti più raffinati.

Gli apparecchi di maggior interesse sono i televisori provvisti della gamma MF radiofonica ed eventualmene di giradischi; essi passano sotto la denominazione « FONOTELERADIO »; il mod. G. 184 ha il tubo 17" 90° ed il mod. G. 225 ha il tubo 21" 90°. Le loro caratteristiche essenziali sono:

21 tubi elettronici più 2 diodi al germanio corrispondenti a 37 funzioni di valvola. - Tubi accesi durante il funzionamento come televisore numero 19; come radioricevitore numero 6. - Speciale dispositivo incorporato per l'adattamento del televisore alla ricezione delle eventuali teletrasmissioni in UHF. - Il televisore è predisposto per essere completato da un motorino fonografico. - Il giradischi a 4 velocità, alta fedeltà, può essere fornito con l'aumento di L. 18.000

Notevole è pure la serie dei televisori con tubo 110°. Ricordiamo tra essi il mod. G. 178 portatile, con mobile metallico ed il mod. G 186 17" 110° 19 tubi + 2 diodi al germanio corrispondenti a 34 funzioni di valvole. Tastiera per il registro delle tonalità. Speciale dispositivo incorporato per la ricezione di eventuali teletrasmissioni in UHF.

Il mod. G 227 ha caratteristiche analoghe al mod. G 186, ma è provvisto di tubo 21" 110°.

N O V A

La produzione « NOVA » è articolata su 4 modelli di TV da 17" e 22": due apparecchi modernissimi estremamente compatti e sottili, adottano i nuovi cinescopi a 110° ed impiegano quasi totalmente i circuti stampati, ciò che garantisce una assoluta uniformità di produzione e di caratteristiche.

Oltre che per questo metodo di fabbricazione i Televisori « NOVA » sono all'avanguardia per i circuiti usati, tanto che per alcune analogie con la tecnica della TV a colori, sono stati denominati « Colorama ».

Oltre a questi la « NOVA » presenta la grande novità del giorno, ossia due tipi di televisori con incorporata la radio a modulazione di frequenza ed il giradischi a 4 velocità. Questi tipi consentono con un ingombro leggermente maggiore di disporre di un mobile unico per radio televisione e fonografo.

Mod. 80

I tipi con tubo 110° sono il Mod. 80 televisore 17 pollici 110°.

Tipo « Colorama » Superpanoramico - 18 tubi più cinescopio - Circuiti stampati adottati su larga scala per la migliore stabilità - Mobile extra sottile in mogano bicolore.

Mod. 79

Come il mod. 80, ma con tubo 22 pollici 110°.

Mod. 74

I tipi Fonoteleradio sono il Mod. 74 televisore 17 pollici 90°.

Superpanoramico - 20 tubi più cinescopio - Radio a modulazione di frequenza, incorporabile immediatamente; giradischi a 4 velocità.

Mod. 75

Come il Mod. 74 ma con tubo 22 pollici 90°.

SIEMENS

Davanti a questo gigante ci togliamo rispettosamente il cappello e ci asteniamo dall'intessere oziosi elogi.

Diciamo solo che la Siemens ha realizzato un perfetto adattatore da applicare a qualsiasi radioricevitore provvisto di presa « Fono », per acconsentire la ricezione della filodiffusione. L'adattatore mod. RFD 4068 contiene un rivelatore per le 6 frequenze portanti modulate in ampiezza nella gamma onde lunghe, interessate dalle diffusione dei 5 programmi RAI (i 3 programmi normali, 1 programma di musica classica e sinfonica, speciale per la filodiffusione, 1 programma di musica leggera pure speciale per la filodiffusione, infine un 6° canale previsto per future trasmissioni speciali).

E' facile profetizzare che l'adattatore Siemens, unitamente alla coppia di filtri passa alto (per l'alta frequenza) e passa basso (per la bassa frequenza delle conversazioni telefoniche) sarà l'apparecchio inizialmente più venduto, data la necessità di utilizzare i vari milioni di radioricevitori in servizio in Italia.

Accanto al menzionato adattatore, che troverà immediata utilizzazione, la Siemens ha pure approntato un ricevitore completo (il mod. RFD 6068) per la filodiffusione, provvisto di rivelatore, amplificatore, altoparlante, controlli di tono e gi-radischi. Si prevede che l'apparecchio autonomo a 6 tasti con circuiti predisposti, cioè non richiedente la ricerca e la sintonizzazione delle stazioni tramite il tradizionale indice, avrà la maggior fortuna per le nuove vendite, analogamente a quanto avvenne per la MF, gli adattatori per essa ebbero vita effimera, mentre lo apparecchio MA-MF si impose definitivamente.

U N A

Crediamo che nessun tecnico della Radio-TV non conosca gli strumenti dell'Ing. E. Pontremoli autentica autorità da oltre un ventennio in materia di strumenti di misura. La vastissima produzione comprende apparecchi professionali ed apparecchi per il servizio Radio-Tv. Fra i primi ricordiamo i generatori EM104 ed EM118, il distorsiometro voltmetro CS24, i misuratori di potenza CS60 e CS100, l'alimentatore stabilizzato V300, l'attenuatore AT22, le cassette di resistenze BL54, BL55 e BL56, i generatori EP206 ed EP911, il Qmeter QM10A, il frequenziometro F51, il misuratore di R.O.S. F34, il complesso TV EP825, il misuratore di campo per UHF - EP536, il generatore UHF - EP814, il prova valvole GB43M, il ponte universale RCL42, i ponti CE25 e CE32, il voltohmetro elettronico R241, il megaohmetro PR60.

Tra i secondi ricordiamo i generatori EP57, EP109, ed EM32, il ponte universale RCL21, i tester V115 e V116, l'analizzatore V31, il tester a transistor V63, i provavalvole GB11 e GB35, il tester provavalvole GB12, il generatore EP615A, il voltoscopio GR23, il generatore EP624, il misuratore di campo EP504, il megaciclimetro EP516, il voltohmetro elettronico R122, gli oscilloscopi G14, G42, G28, G54. Le due serie di apparecchi sono completate dai rispettivi accessori a richiesta.

Nell'ambito dell'organizzazione UNA devono essere annoverati gli strumenti « Mecronic ».

E' degno di particolare menzione il minuscolo Megaciclimetro Mod. 32/S che funge anche da generatore di barre per la prova dei televisori.

UNDA RADIO

Questa rinomata Casa di Como, il cui nuovo indirizzo è Milano, via Mercalli 9, presenta ben quattro nuovi modelli di radioricevitori e due nuovi modelli di televisori.

Ecco i primi:

Mod. 62/3 Supereterodina MF e MA a 6 tubi: 2 gamme d'onda: ultracorte MF; onde medie 182-580 m. Potenza 2 W. Dipolo incorporato. Mobile in legno con cornice in metallo color oro.

Mod. 74/3 Supereterodina MF e MA a 7 tubi. Indicatore di sintonia. 4 gamme d'onde: ultracorte MF; o.m. 182-580 m; 2 o.c. 25-50 m. Commutazione a 3 tasti. Regolatore per gli acuti. Presa fono. Potenza 2,5 W. Dipolo incorporato. Mobile in legno impiallacciato con cornice in metallo color oro.

Mod. 74/4 Supereterodina MF e MA a 7 tubi. Indicatore di sintonia. 4 gamme d'onda: ultracorte MF; o.m. 182-580 m; 2 o.c. 25-50 m. Commutazione a 5 tasti. Regolatore per gli acuti. Presa fono. Potenza 2,5 W. Antenna incorporata. Mobile in noce con cornice metallica.

Mod. 74/5 Radiofonografo sopramobile MF e MA. Caratteristiche elettriche uguali a quelle del modello 74/4. Complesso fono a 4 velocità. 2 altoparlanti. Riproduzione ad alta fedeltà. Mobile in noce con cornice metallica color oro.

Ed ecco i secondi:

Mod. TS16 - Televisore sopramobile con tubo da 17". 18 tubi più 1 raddrizzatore al selenio. 1 altoparlante ellittico. Presa per comandi a distanza.

Mod. TS60 - Televisore sopramobile con tubo da 21". Caratteristiche elettriche uguali a quelle del Mod. TS16. Interruttore supplementare a chiave.

GIACOM & MACCIONE

Questa Ditta è specializzata nella costruzione di macchine avvolgitrici: fra i modelli più recenti a questa mostra abbiamo potuto osservare le avvolgitrici « sincrofil ». Nelle esecuzioni tipo A, tipo C, tipo D. Le caratteristiche generali di questa serie sono: monoblocco di fusione con tutte le parti rotanti su cuscinetti a sfere. Carrello guida filo che scorre lungo un prisma di acciaio rettificato e temperato elettronicamente. Il movimento di traslazione avviene per rotolamento, essendo il carrello guida filo solidale al gruppo di guida mediante quattro sfere, che seguono il movimento di traslazione. Tutte le parti del sistema, prisma di guida, superficie di contatto del carrello, sono temperate elettronicamente e rettificate. Il portatarocchi è di tipo modernissimo, a sbalzo, solido e munito di particolari accorgimenti per il ricupero del filo. Il guidafilo e il portatarocchi comportano pulegge in avoriol, l'ultima delle quali è montata su cuscinetti a sfere. E' prevista, a richiesta, l'applicazione sul porta-tarocchi, di un contagiri supplementare a quattro cifre per il rilievo dei dati delle bobine di ricupero. La serie delle avvolgitrici « sincrofil » risolve brillantemente i due problemi base di una bobinatrice moderna:

1° - della conversione del moto circolare dell'asse portabobina nel moto rettilineo del carrello guida filo senza perdite e senza alterazioni del rapporto prestabilito.

La razionalità di questo sistema è determinata in partenza dalla assenza di elementi intermedi nel processo di conversione.

2° - quello riguardante l'inversione di marcia del carrello guidafilo. Anche per questo problema fondamentale le macchine che comportano ingranaggi o parti mobili ad incastro, presentano tutti, in misura più o meno grande, momenti di inerzia e sollecitazioni varie alterando conseguentemente i dati prestabiliti dell'avvolgimento. Il complesso di inversione di marcia « sincrofil » è un tutto organico con il sistema di conversione nel senso che esso pure si svolge direttamente per via autonoma e senza intermediari. Il servo meccanismo elettromagnetico « sincrofil » è un sistema di blocco istantaneo del carrello guida filo, alternativamente sulle due facce del nastro scorrevole; non dipende dal rotismo, non comporta pezzi in movimento e non è sede di energie residue. La predisposizione, per il comando automatico, è di uso facilissimo essendo limitata allo spostamento di due scorrevoli situati sul prisma; l'inversione è determinata da un semplice contatto. L'elevata produttività delle avvolgitrici « sincrofil » è dovuta anche alla elasticità nella predisposizione automatica dell'inversione di marcia, e non richiede nessuna preliminare messa a punto e manovra di approssimazione. I modelli A sono stati realizzati per avvolgimenti a spire parallele. I diametri dei fili da avvolgere vanno da 0,05 a 1,5 mm. Il diametro massimo dell'avvolgimento è di 200 mm. La corsa del guidafilo regolabile è variabile da 1 a 200 mm. Incorpora un contagiri a 5 cifre con rimessa a zero a scatto. Il portatarocchi è a sbalzo con doppio freno regolabile, esecuzione da 1 a quattro guidafili per lavorazioni multiple. Il modello C è stato previsto per avvolgimento a spire parallele con fili capillari e medi. Questi modelli possono avvolgere dei fili il cui diametro varia da 0,02 mm a 0,6 mm. Il diametro massimo dell'avvolgimento è di 200 mm circa. La corsa del guidafili è regolabile da 0 a 200 mm. Incorpora un contagiri a cinque cifre con rimessa a zero. Possiede due guidafili e due portatarocchi (uno per i fili capillari ed uno per i fili medi). Il modello D è stato realizzato per avvolgimenti a spire parallele e nido d'ape. Possiede le stesse caratteristiche del modello A ed è munito di un apposito complesso APE per l'esecuzione di bobine a nido d'ape da mezzo - 1 e doppio incrocio con qualsiasi filo.

La larghezza della bobina è regolabile da 2,5 sino a 12 mm. Per avvolgimenti multipli a spire parallele la Giacon & Maccione costruisce il modello PR/4. Come pure costruisce il modello A/FG per avvolgimenti a spire parallele; quest'ultimo modello possiede tutte le caratteristiche del modello A ed è corredato da doppia puleggia da applicarsi al motore e da una puleggia con base per riduzione della velocità, nonchè di un portatarocchi speciale a castello con freno regolabile, quest'ultimo modello consente l'impiego della macchina per avvolgimenti con fili sino a 3,5 mm di diametro. Le avvolgitrici « sincrofil » sono tutte munite di automatismo elettromagentico per l'inversione e la regolazione della marcia e del carrello guidafili. Il comando manuale a pulsante è automatico. L'inversione di marcia è istantanea e indipendente dal rotismo della macchina.

Le avvolgitrici costruite dalla Giacom & Maccione hanno larga divulgazione negli arsenali, nelle ferrovie dello stato, nelle scuole industriali, politecniche e nelle più quotate industrie radioelettriche. Le avvolgitrici « sincrofil » vengono esportate in tutto il mondo.

MUZZINI JUNCO & C.

Questa Ditta si è particolarmente specializzata nelle costruzioni dei circuiti a transistori. Costruisce apparecchi radio a transistori e scatole di montaggio per TV. Inoltre la sua attività è particolarmente nota per la costruzione dei componenti per i circuiti a transistori e fra questi particolare rilievo va dato ai circuiti a frequenza intermedia sempre per transistori che impiegano una tecnica assai differente dalle ormai tradizionali frequenze intermedie per i tubi elettronici. Fra i ricevitori costruiti la Muzzini Junco & C. vi è una serie a sette transistori con particolari caratteristiche di sensibilità, di fedeltà e di potenza di uscita ed un'altra serie a 5 transistori. Particolare caratteristica di questa dinamica Ditta è la adozione di moderni metodi di lavorazione che consentono di offrire sul mercato prodotti di qualità a prezzi di assoluta concorrenza.

VA R

La Ditta VAR espone la sua recentissima serie di ricevitori MA-MF. Serie questa che si compone dei seguenti modelli:

« Cipro » ricevitore a modulazione di frequenza e modulazione di ampiezza composto da 7 tubi. Tre gamme d'onda: onde medie - onde corte - modulazione di frequenza. Presa fonografica e per registratore a nastro. Sei posizioni del registro dei toni (jazz - bassi - HI-FI - orchestra - violino - voce) due altoparlanti, con potenza di uscita 3,5 W indistorti. Alimentazione con trasformatore a primario universale. Mobile in legno pregiato con finiture frontali in materia plastica. Il modello « Egadi ». Radio fonografo a modulazione di frequenza e modulazione di ampiezza. 7 tubi. Tre gamme d'onda: onde medie - onde corte - modulazione di frequenza. Fono e presa per registratore a nastro. Sei posizioni del registro dei toni (jazz, bassi, HI-FI, orchestra, violino, voce) due altoparlanti, potenza d'uscita indistorta 3,5 W. Complesso fonografico a 4 velocità, 78 - 45 - 33 1/3 - 16 2/3 giri al minuto. Alimentazione con trasformatore a valori di tensioni universali. Mobile in legno pregiato con finiture frontali e materiale plastico.

Modello « Rodi »: ricevitore a modulazione di frequenza, modulazione di ampiezza. Sei tubi. Tre gamme d'onda: onde medie - onde corte - modulazione di frequenza - presa fongrafica e per registratore a nastro; registro dei toni a tre posizioni (jazz - orchestra - voce) un altoparlante ellittico. Potenza di uscita 2,5 W indistorti. Alimentazione con autotrasfor-

matore con primario a valori universali. Mobile in plastica in diversi colori.

Modello « Elba »: ricevitore a modulazione di frequenza e modulazione e ampiezza. Sei tubi. Due gamme d'onda: onde medie e modulazione di frequenza, presa fonografica, due posizioni del registro dei toni: orchestra e voce.

Un altoparlante del diametro di 120 mm. e potenza di uscita indistorta di 2 W. Alimentazione con autotrasformatore a primario a valori universali. Mobili in materia plastica a diversi colori.

SAREA

La Società SAREA in conseguenza al felice successo di vendita degli stabilizzatori a ferro saturo ha progettato lo stabilizzatore « Estetico ornamentale ». La presentazione veramente bella di questo stabilizzatore è stata studiata in modo che lo stabilizzatore, oltre alle sue note caratteristiche elettriche che proteggono il televisore dai dannosi sbalzi di tensione, possa essere tenuto ben in vista in prossimità del televisore ed anzi ne venga a costituire un motivo ornamentale. Altra caratteristica non comune è che tutti i componenti di inserzione, cambio tensione ecc., sono posti sul lato posteriore e quindi occultati alla vista. Lo stabilizzatore « Estetico » è fornito per le potenze di 200 e di 250 VA nei seguenti tipi: A) tipo normale (senza filtro); B) (tipo con filtro correttore d'onda). I tipi sopracitati a richiesta possono essere muniti di relè per la inserzione e la disinserzione automatica. Le caratteristiche di questo stabilizzatore di tensione a ferro saturo sono le seguenti: tensione di entrata 125 - 160 - 220 - 280 V. Tensione di uscita 110 o 220 V. Frequenza 50 Hz precisione: 2 % con una variazione del più o meno 20% della tensione di entrata.

IARE

La Ditta IARE è presente alla Mostra Radio e TV con gli strumenti elettronici per il servizio tecnico TV, le antenne TV e gli accessori per il montaggio dei cavi d'antenna.

Particolare interesse hanno destato gli strumenti realizzati con perizia e funzionalità. I tipi di strumento che la Ditta IARE costruisce sono il generatore «Sweep-Marker » modello 105, è questa una realizzazione compatta ad alto livello funzionale con ampie prestazioni, sicuri controlli, e vasta flessibilità di impiego. E' uno strumento che soddisfa le esigenze del servizio tecnico TV con la vasta problematica della ricezione marginale. L'oscilloscopio a larga banda modello 105 che è il risultato di un lungo e metodico lavoro sperimentale teso alla realizzazione di uno strumento di analisi di facile uso, prezzo modico e alta funzionalità. Gli amplificatori verticali ed orizzontali sono a stadi controfase con entrata compensata, regolazione del guadagno a bassa impedenza, uscita simmetrica e perfetta linearità, integrità della banda passante e stabilità del circuito di sincronismo. Il tubo RC impiegato è di tipo nuovissimo con elettrodo di post-accelerazione, che consente una traccia di eccezionale finezza e luminosità.

Il generatore « Sweep - Marker » modello 104. Elettricamente il circuito di questo generatore « Sweep » è composto da due triodi oscillatori Colpitts, uno fisso modulato in frequenza ed uno variabile non modulato, più un triodo trasduttore per via catodica del segnale risultante. La gamma « Sweep » va da 0 a 60 MHz, comprende quindi tutti i valori della frequenza intermedia impiegati nei vari standard TV. Oscilloscopio a larga banda modello 106 che impiega un tubo RC Philips DG7/32 a doppia deflessione simmetrica, diametro dello schermo 70 mm; spessore della traccia 0,7 mm; misurato in un cerchio di 50 mm di diametro. La sensibilità di deflessione per la prima coppia è di 0,26 mm per Volt e per la seconda di 0,16 mm Volt.

L'amplificazione verticale è composta da tre stadi di amplificazione, due dei quali controfase, preceduti da uno stadio trasduttore catodico. L'ingresso è costituito da un attenuatore a tre gradini (× 1 × 10 × 100) con capacità regolabili di compensazione.

L'amplificazione orizzontale composta da uno stadio amplificatore e da uno stadio inversore di fase ed un terzo in opposizione di uscita, collegato direttamente alle plachette del tubo RC. Il responso è lineare fra 30 Hz e 500 kHz. L'asse tempi impiega un doppio triodo miltivibratore ad accoppiamento diretto. Comporta 4 gamme di frequenza da 50 Hz a 60 kHz. La larghezza di banda verticale va da 50 Hz a 3 MHz.

Un generatore di segnali MF modello 107, che permette il procedimento di taratura visuale panoramica della curva di risposta. Oltre alla più alta velocità di lavoro questo metodo è l'unico che consente di effettuare l'allineamento con facilità e sicurezza. L'accordo perfetto del discriminatore è possibile solo osservando il suo funzionamento dinamico, in modo cioè che tutti i valori di tensione si susseguano a coppie eguali per ogni deviazione in più ed in meno dal punto centrale. Il grid-dip-meter modello 101 è uno strumento fondamentale paragonabile per l'importanza delle sue prestazioni a quelle del normale tester. In molti casi l'uso del grid-dip-meter è l'unico mezzo per una razionale e rapida ricerca del guasto; inoltre il suo ausilio è sempre prezioso per il giusto orientamento dell'operatore.

Nel campo delle antenne per TV la Ditta IARE presenta la serie AL, è questa una realizzazione in lega leggera inalterabile agli agenti atmosferici. Dipolo e culla di sostegno del diametro di 25 mm. Elementi parassitari del diametro di millimetri 14. Giunti in pesante fusione di alluminio. Tutti i tubi sono ermeticamente tappati alle loro estremità. Questa serie si compone di realizzazioni a 2, 3, 4 e 5 elementi per tutti i canali TV.

La serie di antenne AQ è composta da elementi in tondini di acciaio. Culla di sostegno in tubo di ferro a sezione rettangolare che consente tramite giunti, in pesante lamiera stampata, di fissare gli elementi azionando un solo dado a galletto e senza alcun altro accorgimento per l'autocentraggio. La zincatura a spessore, la passivazione chimica, rendono queste antenne inalterabili nel tempo e insostituibili nelle zone in cui si hanno sulle antenne normali delle incrostazioni dovute a salsedine marina e ad agenti corrosivi di origine industriale. Questa serie si compone di realizzazioni a 2, 3, 4, 6 e 10 elementi per i canali D, E, F, G, H. Tutti i tipi di antenne vengono a richiesta forniti con morsetti racchiusi in scatola a tenuta stagna. A completare la serie delle antenne la IARE costruisce antenne per modulazione di frequenza. Prima di intraprendere qualsiasi installazione di antenne TV interpellate la Ditta IARE. A richiesta vengono inviati volantini con particolarità dettagliate.

C. I. T.

La C. I. T. (Compagnia Italiana Trasformatori) si è da vari anni specializzata nella costruzione degli stabilizzatori di tensione per TV.

A questa Mostra è stato particolarmente notata la serie TV 59. Questa serie si compone di quattro tipi di trasformatori a ferro saturo per la stabilizzazione di potenze regolate di 150, 220, 250 e 300 W. Le caratteristiche di questa serie sono: tensioni primarie 125 - 160 - 220 - 270 Volt 50 Hz. Tensione secondaria 115 Volt oppure 220 Volt. Campo di regolazione: primario ± 20 %; secondario ± 1,5 % con filtro correttore per la forma d'onda. L'accurata costruzione, unita al trattamento di impregnazione e al perfetto serraggio dei nuclei magnetici, garantisce l'assoluta silenziosità di funzionamento. Il prodotto del rendimento per il fattore di potenza del primario è superiore a 0,8 ed il rendimento supera largamente l'85 %. Questi trasformatori possono funzionare a vuoto o con carico ridotto senza per questo subire danni o provocare sovratensioni. La costruzione molto robusta è di forma pratica e facilmente ispezionabile. La classe di isolamento e la sopportazione delle sovratensioni sono in armonia con le norme CEI. Ogni trasformatore è garantito per la durata di un anno. Ogni trasformatore è munito di un interruttore. Una costruzione simile è raccomandata a tutti gli utenti TV per la salvaguardia dei loro televisori, per una migliore ricezione e per una più lunga durata del cinescopio.

Particolari di maggior dettaglio saranno forniti a tutti coloro che ne rivolgeranno richiesta alla C. I. T. (Compagnia Italiana Trasformatori) in via Pellegrino Rossi, 98 - Milano (Affori). Tel. 68.88.82 - 60.81.51.

ZADA

In uno spazioso ed elegante posteggio la Ditta ZADA presenta quest'anno una vasta serie dei nuovi modelli Telemaster. La serie Telemaster non abbisogna oggidì di presentazione essendosi ormai affermata dall'inizio delle diffusioni televisive con un numero elevato di apparecchi in servizio. Fra le novità di quest'anno va citato per primo il modello 1117. E' questo un televisore sopramobile munito di cinescopio da 17 pollici ad alta definizione. Dimensione dell'immagine 36 x 27 cm, con commutatore a 12 canali di cui 8 attivi. Mobili in metallo con minime dimensioni d'ingombro ampio cristallo frontale, ricurvo. E' questo un gioiello di miniaturizzazione. Se si pensa che le sue dimensioni sono solamente 40 x 32 x 34 cm. Il suo circuito elettrico si compone di 22 stadi compresi in 14 tubi elettronici, più il cinescopio e più l'alimentazione ottenuta con rettificatori al selenio. Anche l'assorbimento in potenza è stato ridotto al minimo, è di soli 120 VA. In questo modello miniaturizzato è stata prevista l'inserzione del gruppo per le emissioni UHF. Sempre nella serie dei 17 pollici particolarmente apprezzato dal pubblico è stato il Modello 1217. E' questo un televisore sopramobile ad alta definizione con dimensione d'immagine di 36 x 27 cm.

Nella serie dei 22 pollici la Ditta ZADA presenta i seguenti modelli: il modello 1122, il modello 1222, il modello 522 ed il modello 322. Questi quattro modelli hanno una dimensione di immagine di cm 47 x 35, incorporano tutti un gruppo ad alta frequenza a 12 canali di cui 8 attivi. Lo stile dei mobili realizzati con legni pregiati è sobrio ed elegante. Particolare cura è stata rivolta verso la potenza e la fedeltà di riproduzione della parte audio. Seguendo il moderno indirizzo costruttivo tutti i mobili hanno un minimo di comandi e, all'infuori dei modelli 522 e 322 dove i comandi sono frontali, gli altri modelli hanno i comandi a lato.

Vicino alla serie tradizionale dei televisori la ZADA espone pure un elegante valigia fonografica munita di amplificatori e giradischi a quattro velocità. E' questa una realizzazione portatile di minimo ingombro che permette l'audizione di dischi normali ed a microsolco. L'attività di questa Ditta non si limita però a questi soli prodotti; in virtù della particolare attrezzatura industriale di cui dispone la Ditta ZADA costruisce pure parti staccate per TV; fra queste particolarmente notati due trasformatori per E.A.T., costruiti in due tipi: uno per il servizio di manutenzione dei trasformatori di serie normale che ripete la linea divenuta ormai tradizionale e una seconda costruzione più compatta per chi intenda costruire ricevitori televisivi di minimo ingombro. Oltre a questi due tipi di costruzione normale la ZADA è attrezzata per costruire su disegno di clienti qualsiasi tipo di trasformatore per alta tensione.

LA SINFONICA

Questa dinamica Ditta presenta una vasta serie di radio ricevitori. Fra le novità stà il modello 1014 « Pic-Nic ».

E' questo un ricevitore con circuiti misti composto da quattro transistori e tre tubi elettronici. I tubi elettronici sono impiegati nella parte di alta frequenza, l'alimentazione è a pila da 4,5 Volt. E' previsto per il funzionamento su auto, le sue dimensioni sono 23 x 17 x 16 cm, il peso totale è di kg. 1,750. Nel campo dei ricevitori miniaturizzati la Sinfonica presenta il suo modello 999 « Zanzarino » piccolo ricevitore con tre tubi ed altoparlante magneto-dinamico e presa fonografica. Alimentazione in alternata 125 - 220 Volt. Il modello 1000 « Ciak » pur avendo dimensioni molto ridotte pari a quelle del modello « 999 » è composto da 5 funzioni di tubi, ha un'uscita in onde medie di 2 W, alimentazione in alternata a 125 - 220 Volt. Sempre nella serie dei ricevitori di piccolo ingombro particolarmente apprezzato il modello 1001 composto da 6 tubi Philips con occhio magico, due gamme d'onda (medie e corte) e presa fono. Il modello 1010 con 5 tubi, due gamme d'onda, medie e corte e presa fono.

Sempre della stessa serie è il modello « Capriolo » 1012 composto da 6 tubi Philips, presa fono, onde medie, potenza 4 W, alimentazione in c.a. 110 - 220 V.

Nella serie a modulazione di frequenza notevoli le qualità acustiche del modello « 1500 » che si compone di 7 tubi con occhio magico, tre gamme, due in modulazione di ampiezza, una in modulazione di frequenza, alimentazione 110 - 220 Volt, presa fono, mobile in plastica, antenne separate. Nella serie radio - fono il modello « 1015 » con un circuito a sei funzioni di tubi a modulazione di ampiezza gamma ad onde medie. Altoparlante ellittico da 3 W, commutatore radio - fono e presa di tensione universale. Giradischi con motorino a quattro velocità.

Nella stessa serie il modello 1016 con otto funzioni di tubi, gamma in onde medie e gamma in onde corte, altoparlante tipo A.F. da 3 W, alimentazione in alternata a valori universali. Ancora nella serie radio - fono il modello 1006, radio fonografo a 5 tubi gamme di onde medie e corte. Motorino a 4 velocità alimentazione in alternata 110 - 220 Volt. Mobile in legno con mascherina frontale in plastica.

Nella serie delle fono valigie il fono amplificatore modello 1017 « La studentina ». E' questo un elegante valigia con rifiniture di lusso, tre funzioni di tubi, alimentazione in alternata, rettificatori al selenio, spia di accensione e controllo di volume esponenziale. Cambio tensione universale unico per giradischi e amplificatore. Altoparlante magneto dinamico, potenza di uscita 3 W. Giradischi di alta classe a quattro velocità: 78 - 45 - 33 e 16 giri. Alimentazione a tensioni universali. Ed infine la serie dei televisori modello 1008 e 1007 da 17 e 22 pollici.

E' questa una serie di televisori a sopramobile con un circuito a 28 funzioni di tubi. Suono intercarrier. Circuito con alta frequenza « cascode » per 10 canali. Finiture di lusso, mobile di linea sobria ed elegante

MARCUCCI

Come sua tradizione la Ditta Marcucci anche quest'anno presenta alla Mostra della Radio e TV delle importanti novità.

Prima fra queste l'apparecchio radio a transistori (Marko), è questo il più piccolo apparecchio radio a transistori uscito in questi ultimi tempi sul mercato italiano. Le dimensioni di questo ricevitore sono 75 x 125 x 32 mm ed il suo peso completo di batterie è di soli 350 g. Il mobile è in materia plastica a diversi colori. Il suo trasporto diventa comodissimo in quanto è tale da potersi agevolmente sistemare in una comune tasca di abito. Ma se queste sono le qualità pratiche ed estetiche, una importante novità in questo campo è dato dal circuito elettrico realizzato interamente con la nuova tecnica dei circuiti stampati.

Questo ricevitore ha un circuito elettrico di particolare elaborazione ed adotta sei transistori: 1-OC44; 2-OC45; 1-OC71; 2-OC72 ed un diodo al germanio di tipo OA70. L'altoparlante ha un diametro di 75 mm con un'impedenza di 10 ohm ed una potenza in uscita di 300 mW; la sensibilità è di 2 μV. L'antenna è del tipo in ferrite incorporata. La durata della batteria da 6 V è di circa 500 ore di funzionamento. Questa notevole realizzazione della Ditta Marcucci è posta in vendita anche sotto forma di scatola di montaggio, sia completa di diodi e transistori, sia senza diodi e senza transistori. Fra i prodotti nuovi particolarmente apprezzata è stata la spina di sicurezza « Coby » è questa una spina che comprende una valvola fusibile ed una lampadina spia. I fusibili normalizzati sono da 6 e da 15 A. La spina di sicurezza « Coby » inserita fra la presa di tensione e l'apparecchio denuncia la presenza del contatto con l'illuminazione della lampadina spia, quando la spia si spegne avverte che occorre sostituire il fusibile interrotto con altro uguale e sopratutto verificare il circuito elettrico. La Ditta Marcucci ha presentato anche una nuova serie di stabilizzatori automatici a ferro saturo ad onda corretta. E' questo uno stabilizzatore che presenta tutte le garanzie, sia dal punto di vista meccanico, sia dal punto di vista elettrico. L'ottima forma d'onda garantisce una perfetta ricezione e la massima stabilità del quadro TV. Questa serie si compone di tre esemplari rispettivamente per potenze regolate di 200, 250 e 300 W. Le caratteristiche tecniche di questa serie, uguali per tutti i modelli, sono: entrata universale con regolazioni istantanee ± 30 % ed uscita fissa a 220 Volt entro il ± 2 %. E' previsto un morsetto per la messa a terra del pacco magnetico.

Nel campo dei registratori magnetici il tipo « Ariston » è il più recente prototipo lanciato sul mercato. Il modello «Ariston» è un magnetofono di tipo medio, che per le sue qualità meccaniche ed acustiche e per l'estrema semplicità d'impiego trova fra gli amatori più esigenti i migliori consensi. L'amplificatore elettronico è incorporato e per ottenere la fedeltà di riproduzione viene impiegato un altoparlante ellittico. La velocità di scorrimento del nastro è quella standard internazionale di cm 9,5 al secondo. Le bobine contengono 180 m di nastro normale, oppure 250 m di nastro sottile e consentono una registrazione della durata rispettiva di 60', oppure di 90'. Il magnetofono « Ariston » è montato in elegante valigetta in legno compensato di grosso spessore e ricoperto in vinilpelle con finiture di lusso ed è munito degli appositi accessori, microfono, cavetto di registrazione, cavetto di alimentazione, una bobina con nastro ed una bobina vuota. L'alimentazione è in corrente alternata con tensioni universali.

La Ditta Marcucci non si è lasciata sfuggire la comoda occasione della Mostra della Radio e TV per divulgare la seconda aggiunta al catalogo generale N. 55, aggiunta che comprende tutti i più recenti aggiornamenti nel campo della minuteria radio elettrica per cui la Ditta è ben nota in conseguenza della larga divulgazione che i suoi prodotti hanno avuto. Rammentiamo a tutti gli interessati che non fossero in posseso ancora di questa seconda aggiunta di richiederla alla Ditta Marcucci a Milano, via F.lli Bronzetti, 37.

CREAS

Questa celebre Casa fabbricante di condensatori elettrolitici presenta un'interessantissima novità; gli elettrolitici in alluminio « LITTL-LYTIC » tipo 30D miniatura della Sprague Electric Co.

Queste nuove « miniature della miniatura » sono la risposta alla richiesta di condensatori elettrolitici di prezzo moderato per uso in ricevitori tascabili transistorizzati, in microfoni senza fili, in registratore a filo portatili od in altre simili applicazioni. La notevole riduzione delle dimensioni rispetto ai tipi convenzionali è dovuta allo sviluppo di nuovi processi tecnici e di nuove apparecchiature produttive studiate ad hoc.

La costruzione meccanica assicura che non si verificheranno « circuiti aperti » col passare del tempo. Tutti i terminali di connessione sono saldati. I tipi di Littl-Lytic si possono così riassumere:

Tensione di lavoro Volt c.c.	Capacità in µF	
	minima	massima
3	1	500
6	1	300
12	1	250
15	1	200
25	1	100
50	1	50
100	1	20
150	1	12

La loro corrente continua esternamente bassa assicura un minimo consumo ed una lunga durata delle batterie nelle applicazioni come by-pass di batterie, e garantisce un eccellente funzionamento del circuito quando si usano come capacità di accoppiamento. Per esempio, la corrente assorbita da un condensatore da 2 µF, 6V è solo di 1 µA al massimo; la corrente assorbita da un condensatore da 300 µF, 6V è di soli 3,5 µA max.

Diamo alcuni dati caratteristici:

Temperatura di lavoro fra —20 e +85°C. - Tolleranza di capacità —10 e +100% - Le capacità devono essere misurate a 120 Hz e a 25°C - Il prodotto della capacità in µF per la resistenza equivalente in serie in Ω non supera 500 - Corrente assorbita: si applica la tensione normale di lavoro per un tempo minimo di 15 minuti almeno 24 ore e non più di 48 ore prima della prova - Le misure si faranno dopo una carica di 5 minuti alla tensione di lavoro a 25°C ± 5 % applicando una tensione costante, fornita per esempio da un alimentatore stabilizzato con 1000 Ω di resistenza per limitare la corrente di carica connessa in serie col condensatore in prova - Le tensioni di prova sono le seguenti:

Tensione di lavoro V. c.c.	Tensione di prova V. c.c.
3	4
6	9
12	14
15	18
25	40
50	65
100	125
150	175

I condensatori devono resistere alla tensione di prova applicata per ½ minuto a intervalli di 4,5 minuti per 1000 cicli successivi.

SAREM

La Ditta SAREM specializzata negli strumenti di misura radio elettrici presenta a questa Mostra i seguenti modelli. Un analizzatore portatile modello 607 a 10.000 ohm per Volt in corrente continua ed il modello 609 a 20.000 ohm per Volt in corrente continua. Realizzazione robusta e compatta sia per impiego di laboratorio, sia per impiego nel servizio tecnico di assistenza a domicilio. Nella pregettazione degli analizzatori modello 607 e modello 609 è stata particolarmente curata la robustezza del galvanometro tenendo conto che, per le modeste dimensioni d'ingombro, essi si prestano egregiamente ad essere usati dai tecnici nel servizio volante presso la clientela. Le misure in corrente continua sono: sei misure voltmetriche e cinque misure amperometriche, in corrente alternata, sei portate voltmetriche. Circuito ohmmetrico a tre scale. Batteria da 1,5 Volt incorporata. Impiego come capacimetro con collegamento alla rete in c.a.; si possono misurare capacità da 50 pF a 0,5 µF in due portate. Ogni strumento è corredato da una coppia di puntali e da un cordone per il collegamento alla rete c.a., per il funzionamento come megaometro e capacimetro.

Un voltmetro a valvola, modello 426. Le caratteristiche di questo voltmetro a valvola sono: 6 portate in continua, con impedenza di ingresso di 11 Mohm, inversore di polarità, resistenza 10 Mohm per volt sulla scala 1,2 Volt. Cinque portate in alternata. Portate ohmmetriche da 10 ohm centro scala a 10 Mohm centro scala. Tubi impiegati: 6X4 o raddrizzatore al selenio equivalente; un EB91; un ECC82. Alimentazione in alternata con cambio tensioni universale. Pannello frontale stampato in urea nera lucida, con riportato pannello ossidato anodicamente con le diciture.

L'oscillatore modulato « CB VIII », che in sei gamme copre la banda da 140 kHz a 30 MHz. Le principali frequenze sono segnate direttamente in metri. La taratura della scala è fatta individualmente per ogni strumento. Un indice a coltello evita l'errore di parallasse. Speciali trattamenti al gruppo delle bobine di alta frequenza ed altri accorgimenti tecnologici garantiscono una precisa e costante taratura anche dopo un lungo periodo di impiego. Commutatore rotante di speciale costruzione; errore di taratura contenuto nel limite dell'1 % in più o in meno. La modulazione è generata da un triodo e a mezzo di un commutatore a cinque posizioni è possibile modulare la radiofrequenza con quattro diverse frequenze 800 - 600 - 400 e 200 Hz. La profondità di modulazione è dell'ordine del 50 %.

L'attenuatore è del tipo di impedenza costante (100 ohm) composto da una cella potenziometrica e da un moltiplicatore (× 1, × 10, × 100) accuratamente schermato per ridurre al minimo l'irraggiamento diretto. L'alimentazione in alternata con cambio tensioni a valori universali.

La SAREM costruisce inoltre il prova valvole modello 821; particolari accorgimenti sono stati presi per la costruzione di questo modello. La costruzione del galvanometro a bobina mobile è particolarmente robusta allo scopo di avere la massima garanzia di funzionamento. Il galvanometro è racchiuso in una calotta di fattura squisitamente moderna che assicura la massima visibilità. Il quadrante impiega uno strumento ad ampia scala, mm. 90 x 80. I selettori speciali a leva permettono di effettuare qualsiasi commutazione richiesta in funzione del tubo elettronico in prova. L'esame dei tubi permette di individuare gli eventuali corto circuiti agli elettrodi, di effettuare l'esame di emissione, il controllo di isolamento del catodo, la prova di integrità dei filamenti ecc. L'alimentazione è in alternata a 110 oppure 200 V commutabili con un apposito cambio tensioni. La regolazione della rete avviene con un apposito comando che permette di correggere gli errori di tensione in modo che l'esame del tubo avvenga con tensioni esattamente definite. Prova valvole analizzatore 20000 ohm per V, Mohmetro capacimetro modello 809.

I criteri seguiti nella presentazione del prova valvole modello 809 si sono concretati nella costruzione di uno strumento veramente completo per la prova dei tubi sia a caratteristica americana, sia europea. Le possibilità di esame si estendono praticamente a tutti i tipi di tubi in uso sul nostro mercato, dalle più remote alle recentissime miniatura, subminiatura ecc. Completa lo strumento un analizzatore con megahometro e capacimetro. La Ditta SAREM sarà lieta di fornire particolari dettagli a tutti coloro che, citando la ns. Rivista, ne faranno richiesta.

ICAR

Una vasta gamma di condensatori per radio e TV è presentata colla denominazione di « Brevetti **ICAR Monoblocco** ». Essa comprende la serie PR, HT, Sintex e Stirex.

Serie PR: condensatore a carta, dielettrico solido, custodia isolante. Il rivestimento protettivo isolante effettuato per inserzione di Polixite conferisce al condensatore PR60 oltre alla grande resistenza meccanica agli urti e alle vibrazioni, la possibilità di mantenere inalterate nel tempo le sue caratteristiche elettriche anche in clima tropicale. Temperatura di lavoro da — 30°C a + 85°C, per periodi transitori sopporta anche i 100 °C.

Il PR60 è specialmente adatto per circuiti elettronici moderni in condizioni severe di esercizio.

Serie HT: condensatore a carta, dielettrico solido, per alte temperature di lavoro.

La serie HT con la costruzione monoblocco è particolarmente atta a resistere alle più violente sollecitazioni meccaniche e climatiche esterne. Per la struttura del dielettrico solido, il condensatore sopporta, senza danno, radiazioni atomiche.

La ICAR ha realizzato con la carta un dielettrico misto con stato solido irreversibile, avente grandi caratteristiche elettriche alle alte temperature. Il « Sintz » dà la possibilità di realizzare con la Serie HT condensatori che oltre a rispondere alle Norme MILC25A caratteristica K, possono, con riduzione della tensione nominale, lavorare in maniera continua alla temperatura di 150 °C.

Serie SINTEX: è la serie originale ICAR di condensatori miniaturizzati per circuiti transistor, realizzata dielettrizzando con un sottile film sintetico le armature del condensatore. La serie SINTEX rappresenta la soluzione razionale e classica del problema della miniaturizzazione. I condensatori di questa serie hanno l'avvolgimento anti-induttivo con i reofori saldati alle armature e sono atti a funzionare in circuiti con tensioni continue molto basse o pressochè nulle. L'elemento capacitivo è rivestito in Polixite isolante che costituisce un blocco unico con esso.

Serie STIREX: condensatori in polistirolo per usi professionali.

La serie STIREX è la serie di condensatori in polistirolo di grande qualità per applicazioni professionali. Anche questa serie sfrutta i criteri costruttivi ICAR monoblocco. Sono adatti per circuiti senza c.c.; in particolare per circuiti telefonici, filtri, per accoppiamento ecc., nonchè per campioni di capacità e di riferimento in ponti di misura.

Per le dimensioni, i valori di capacità, le tolleranze e le caratteristiche tecniche in genere dei condensatori ICAR monoblocco rimandiamo ai bollettini tecnici 5802, 5803 e 5804 che la ICAR è lieta di distribuire agli interessati, che ne facciano richiesta.

l'antenna ***anno XXXI***

Un altro anno di intenso e fecondo lavoro è trascorso.

In quest'anno, il primo del quarto decennio, « l'antenna » Rivista ha realmente funzionato come l'organo radiante omonimo, cioè ha portato in tutto il mondo il pensiero scientifico, l'informazione di tutti i nuovi ritrovati, delle applicazioni modernissime e delle rielaborazioni perfezionate di quelle già in atto, dell'elettronica in genere in tutti i suoi rami che vanno quotidianamente moltiplicandosi.

Non possiamo qui fornire le cifre relative ai numeri di schemi, di circuiti, di articoli strettamente scientifici, di quelli teorico-pratici, o solamente pratici, delle informazioni circa gli avvenimenti più recenti in campo radio, televisivo, fisico, atomico, ecc.

Da notare il successo della nuova rubrica « a colloquio coi lettori » ed altre rubriche non meno interessanti di prossima attuazione. Ogni categoria di lettore può trovare sul nostro periodico l'argomento che l'interessa. Così « l'antenna » è letta da ingegneri, laureati in fisica, da insegnanti, istruttori assistenti in scuole tecniche, radiotecnici, radiantisti, addetti al servizio e all'assistenza tecnica, amatori dell'elettroacustica, e radioamatori non tecnici, professionisti in genere che amano conoscere come marcia il progresso anche se privi di cultura tecnica. Ogni numero de « l'antenna », che si distingue per la sua inconfondibile presentazione, contiene 48 fitte pagine di scienza, e tecnica pratica, circa 48 pagine di elegante pubblicità che da sole costituiscono una eccellente fonte di informazione.

Se siete abbonati non tardate a rinnovare l'abbonamento. E' il più efficace mezzo per dimostrarci che apprezzate il nostro lavoro.

Se non lo siete, affrettatevi a inviarci la vostra adesione: risparmierete e avrete la certezza di ricevere puntualmente la Rivista a domicilio.

Un anno L. 3500 + 70 i.g.e. - Servitevi dell'unito modulo di c.c. postale.

a tutti coloro che richiederanno un abbonamento annuo od il rinnovo di quello già scaduto verrà inviato in omaggio una elegante e pratica cartella raccoglitrice dei 12 numeri annuali.

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO
CONCESSIONARIA PER DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - Via Conservatorio, 24 - MILANO - Tip. Edizioni TET - Via Baldo degli Ubaldi, 6

High Fidelity

A subsidiary of DAYSTROM, Inc.
BENTON HARBOR, Michigan

S.I.S.E.P. S.R.L.

Agente Generale per l'Italia - Via Beato Angelico, 26 - telef. 745.587 - MILANO

Soc. r. l. **LARIR**

Organizz. Commerciale di vendita - P.zza 5 Giornate, 1 - tel. 795.762 - MILANO